

NOVA ELETRONICA

ANO IX — Nº 104 — OUTUBRO — Cr\$ 8.900

PARA REPRODUZIR PROGRAMAS SEM COMPUTADOR, UM
DUPLICADOR DE EPROMs



PRÁTICA

*SISMO: decodificador
para FM estéreo e
controle de tonalidade*

BANCADA

*Como projetar
circuitos impressos*

PYIPX

*Um transmissor
para os 40 metros*

ELETRÔNICA INDUSTRIAL

*Tíristores: teoria
e operação básica*

CURSO

*Telefonia Básica
7º fascículo*

SOM EM ALTA FIDELIDADE para você montar

NOVIK

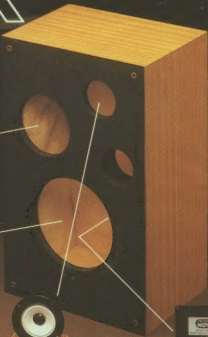
MIDRANGES

Nas frequências médias, localiza-se a parte nobre do espectro musical, como por exemplo a voz humana. As frequências são reproduzidas em alta fidelidade, sem distorções ou desequilíbrios.



WOOFERS

Alta compliance.
Soberba resposta dos transientes pelo seu bem projetado sistema magnético.
Perfeito funcionamento em todos os níveis.



DIVISORES DE FREQUÊNCIA

Fabricados em duas versões: 2 ou 3 canais mod.: ND2BR e ND3BR. Com perfeita regulação, dispensam o ajuste manual. O máximo em qualidade.

TWEETERS

De ampla dispersão angular. Agudos claros e suaves que se estendem além da faixa audível.



“Os graves da Suspensão Acústica e a eficiência do Bass-Reflex”

SISTEMAS D.O.S.

DUTO ÓTIMAMENTE SINTONIZADO

Calculado por computador e aferido por instrumentos dos laboratórios e por técnicos em som da NOVIK

GRÁTIS!!

7 VALIOSOS PROJETOS DE 6" A 15" E DE 40 A 150W

Solicite no revendedor NOVIK ou escreva piCx, Postal 7483 - S. Paulo 1000.

A MAIOR POTÊNCIA EM ALTO-FALANTE

alto-falantes
NOVIK



NOVA ELETRONICA

AUDIO

Discos	10
--------------	----

ENGENHARIA

A tecnologia dos integrados CMOS — 8ª parte	12
--	----

Prancheta nacional	22
--------------------------	----

Análise e projeto de filtros — conclusão	26
---	----

PRÁTICA

Sistema modular de áudio — 2ª parte	32
Mais dois módulos para montar; o decodificador estéreo e o controle de tonalidade	

Conheça os operacionais pela prática — V	42
---	----

Duplicador de EPROMs	46
----------------------------	----

BANCADA

Como projetar circuitos impressos	54
Tudo o que você queria saber sobre os macetes de projeto dos traçados impressos e não encon- tra nos livros	

VÍDEO

TV-Consultoria	60
----------------------	----

TELECOMUNICAÇÕES

Introdução às válvulas de microondas — conclusão	64
A evolução dos tubos para altas frequências e um pequeno glossário contendo os principais termos empregados na série	

CAPA



Agora ficou mais fácil repro-
duzir programas armazenados
em memórias EPROM. Sem
depende de computadores,
o duplicador desta edição
grava uma memória por vez,
automaticamente, a partir de
um sinal de comando e de
outra memória, já gravada.
Além disso, emprega apenas
componentes de baixo custo.

Projeto de um radioenlace — parte II	68
---	----

ELETRÔNICA INDUSTRIAL

Teoria e parâmetros dos tiristores — 2ª parte	78
--	----

PY/PX

Coluna de SWL	86
Tire proveito das antenas em "L" e de um adap- tador de antena	

Posto de Escuta	88
-----------------------	----

A distribuição de frequências no radioamadorismo	91
---	----

Um eficiente QRP para 40 metros	93
Monte o Adamastor, um transmissor valvulado de grande fama entre os radioamadores	

CURSO

Telefonia Básica — 7º fascículo	
---------------------------------	--

SEÇÕES

Cartas	4
Notas nacionais	6
Notas internacionais	8
Classificados	96

EDITELE

EDITOR E DIRETOR RESPONSÁVEL
Leonardo Bellonzi

DIRETOR GERAL
Marino Lobello

NOVA ELETRÔNICA

Editor Técnico: Juliano Barsi
Redação: José Américo Dias,
José Rubens Palma, Elisabeth Ng (secretária)
Colaboradores: Adolfo L. Júnior, Antonio Carlos
Pascual, Apolinário Figueiras, Arnaldo Magalhães,
Brasil Ramos Fernandes, Ciro J. V. Pelveto,
Cláudio César Dias Baptista, David Marco
Rieth, Francisco Salazar Filho, João Antonio
Zuffo, José Roberto S. Casiano, Márcia Hirsh,
Roy Natividade, Walter Ullmann

PRODUÇÃO EDITORIAL
Sociedade Aparelha de Silva

REVISÃO
Sueli A. Mazze Cerchiaro

DEPARTAMENTO DE ARTE
Diretor de Arte: Eliezer Sant'Anna Lopes
Diagramador: Tah Kim Chiang
Assistentes: Edo Carvalho Ovalle (desenhista)
Selvador: Nogueira, Sueli Andreoli, Wilson
Roberto Thomaz

PRODUÇÃO GRÁFICA
Vagner Vizioli

DEPARTAMENTO COMERCIAL
Gerente Comercial: Ivan Jobert Guimarães

ASSINATURAS
Vera Lúcia Marques de Jesus

DEPARTAMENTO DE LIVROS
Tradutor: Paulo Adilson Daniel Filho
Tradutor Técnico: Júlio Antonio de Souza

DEPARTAMENTO DE PUBLICIDADE
São Paulo — SP — Tel.: (011) 532-1655
Rua Casa do Alor, nº 1965 — CEP 04546
Garantia Nacional: João Conto Filho

Secretaria: Silvana Lopes Izzi
Correspondentes: João Bosco Vieira de Camargo
Representantes:

Belo Horizonte — MG
REPUBLICAR LTDA. — Tel.: (031) 483-6696
Brasília — DF
REPUBLICAR LTDA. — Tel.: (061) 225-4734
Recife — PE
REPUBLICAR LTDA. — Tel.: (051) 221-1955
Rio de Janeiro — RJ
João Gonçalves Cardoso — Tel.: (021) 296-9200
Rio de Janeiro — RJ
REPUBLICAR LTDA. — Tel.: (021) 232-4693
Porto Alegre — RS
REPUBLICAR LTDA. — Tel.: (0512) 42-4065

ADMINISTRAÇÃO
Gerente: Miltie Tauride
Correspondentes: Brian Dence (Grã-Bretanha),
Guido Forgnoni (Nova Iorque), Mário Magrone
(Músc)

Composição: — E.M. — Produções Gráficas Ltda./FOTOLIA
TO — Princesa Ltda./IMPRESSÃO — Cia. Litográfica Tipográfica
DISTRIBUIÇÃO: — DINAF — Distribuidora Nacional
de Publicações

NOVA ELETRÔNICA é uma publicação de propriedade de EDI-
TELE — Editora Técnica Eletrônica LTDA. — Redação, Ad-
ministração e Publicidade, Rua Casa do Alor, 1965 —
Telefones: 542 0602 (Assinaturas), 531-5468 (Administração);
532-1655 (Publicidade); 240-3205 (Recuperação) — CEP 04546 —
Via Consigla

Caixa Postal 30.141 — 01005 — S. PAULO, SP. REGISTRO
Nº 9.849.177 — P. 152

TIRAGEM DESTA EDIÇÃO: 45.000 EXEMPLARES
Toda a edição é revista, corrigida e reeditada para os leitores de
esta e das demais edições, assim como redigida e reeditada.
Não há qualquer alteração de texto. Os artigos publicados são de
propriedade intelectual de seus autores. É vedado o uso de qualquer
material publicado no jornal, sem a autorização expressa do editor.
Não há qualquer responsabilidade por danos materiais ou morais
decorrentes de qualquer uso indevido do conteúdo. Em virtude de
variações técnicas e de alterações de conteúdo, o Editor não se
responsabiliza por não funcionamento do equipamento decorrente dos
dados fornecidos por seus leitores. Não se dirige a Editora, nem seus
funcionários, a qualquer pessoa ou entidade. Todos os artigos, NÚMEROS
ATRASADOS, preços de compra e venda, ASSINATURAS, as páginas
materiais e as informações de caráter técnico devem ser enviadas para
o Editor. — Editora Técnica Eletrônica LTDA.

Em nossas edições nºs 93 e 94, de novembro e dezembro de 1984, lançamos um gravador e copiador semiprofissional de memórias EPROM, concebido para operar juntamente com o microcomputador Nestor. Paralelamente ao sucesso dessa montagem, recebemos então inúmeros pedidos para que desenvolvêssemos um circuito auto-suficiente, que não dependesse de computadores para seu funcionamento. A alegação era de que nem todos dispunham de um micro comercial para servir de apoio àquele circuito; ou, então, que seria desperdício montar o Nestor apenas para essa finalidade. Pudemos sentir mais de perto essa necessidade dos leitores durante a 12ª Feira de Eletro-Eletrônica, em junho, quando tivemos a oportunidade de conversar com vários deles pessoalmente.

Em resposta a esses pedidos, projetamos um circuito totalmente novo, que dispensa micros e software, e utiliza apenas integrados CMOS simples e baratos. Trata-se do **Duplicador de EPROMs**, que opera a partir de uma memória já gravada, de forma rápida e automática. Basta pressionar o botão de partida e, em poucos minutos, ele reproduz qualquer programa armazenado em memórias tipo 2716 ou 2732.

A placa é totalmente independente, dispondo até mesmo da alimentação dupla necessária à gravação dessas memórias. Além disso, a operação é sinalizada por LEDs, que indicam a alimentação das memórias e o processo de reprodução. O layout do impresso foi projetado em face dupla — o que, se por um lado exige alguns cuidados na confecção, por outro permitiu realizar uma montagem bastante compacta. Enfim, é a solução ideal para microempresas de prestação de serviços ou ven-

da de periféricos. E, também, para montadores que gostam de "mexer" com circuitos digitais e microprocessadores. Ou, então, para laboratórios de pesquisa e desenvolvimento.

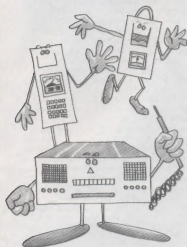
Ainda na seção Prática, estamos apresentando a segunda série de circuitos do conjunto SISMO — o sistema modular de áudio. O decodificador estereo para FM e o controle de tonalidade são as duas montagens deste mês; juntamente com o receptor monofônico e o pré-amplificador vistos no nº 103, já permitem implementar um sistema de som de qualidade razoável, ideal para sonorização ambiental. Mas, se você quiser esperar até a próxima edição, poderá ter o SISMO completo, acoplado ao sistema amplificadores de potência (de 2 ou 7 watts) e uma fonte de alimentação.

A confecção de circuitos impressos não é tarefa simples, mas existem diversas técnicas à disposição do montador habilidoso e interessado. No entanto, projetar circuitos impressos também não é fácil, mas é praticamente impossível encontrar cursos ou literatura a respeito. A disposição de componentes, os efeitos de capacitâncias e indutâncias parasitas, a densidade de corrente e a escolha de filetes e ilhas são fatores que devem ser levados em conta, mas ninguém diz como e por quê. Na série **Como Projetar** pretendemos resolver, ao menos em parte, esse problema, fornecendo dicas sobre todos esses fatores. Para concluir, um tabelão de exemplos práticos ilustra casos de projeto pelo método do certo e errado — reunindo informações que, até hoje, estavam apenas na cabeça dos projetistas.

FILCRES

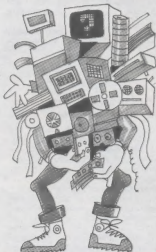
20 Anos de Sucesso

DISTRIBUINDO QUALIDADE



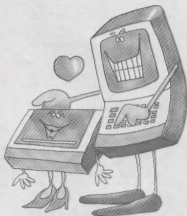
INSTRUMENTOS

Osciloscópios
Geradores de função
Geradores de sinal
Geradores de RF
Frequencímetros
Multímetros analógicos
Fontes de alimentação
Voltímetros
Capacímetros
Megohmmetros
Estação de solda
Fornos de solda
Copiador de Eprom
Pontas de prova
etc...



SUPRIMENTOS

Diskettes 5 1/4" e 8"
Formulários
Etiquetas adesivas
Móveis
Caixas/envelopes p/ disk.
Fitas impressoras
Manuais
Livros técnicos
Cartuchos
Arquivos/ pastas p/disk.
Cargas para fitas
Fitas cassete
Cabos/ capas de proteção
Joysticks
Gravadores
etc...



INFORMÁTICA

Microcomputadores
Sistemas de 8 e 16 bits
Impressoras
Modems
Interf. RS232 e Paralela
Estabilizadores tensão
No breaks
Softwares
Drives
Placas CP/M
etc...
Distribuidores em
todo o território
Nacional.

CONTE SEMPRE COM NOSSA QUALIDADE,
FATOR DECISIVO PARA O SUCESSO.



AJUDANDO A DESENVOLVER TECNOLOGIA

Rua Aurora, 165 - SP - Tel.: PBX (011) 223-7388 - Telex (011) 31298 Direto - SP - 223-1446/
223-3458/220-8113/220-7954 Outros Estados: 222-6436/221-0326/223-7949/222-0284

Solicite catálogo ou visita
de nosso representante.

Eu desejo receber:

Nome: _____

Tel.: _____

Empresa: _____

☐ Catálogo

☐ Representante

CEP: _____

Cidade: _____

Estado: _____

60 Hz a cristal

Há vários anos atrás, quando do lançamento do *Digitempo*, na revista n.º 73, fiz a montagem do kit, que desde então tem funcionado normalmente e com precisão razoável. No entanto, sinto que o mesmo ficou a dever em seu oscilador interno. Por isso, gostaria que publicassem um oscilador de 60 Hz, alimentado por 8 V, 10 mA, que é a tensão do circuito (...)

Mauro G. de Araújo
Belo Horizonte — MG

Atendendo ao seu pedido e de vários outros leitores, Mauro, estamos publicando o circuito inédito de um oscilador de 60 Hz a cristal. Baseado no oscilador publicado em nosso n.º 6, para o primeiro freqüencímetro digital da NE, ele utiliza um cristal de receptores de TV PAL-M, de 3,575611 MHz. Os CIs formam um divisor por 59.592, fornecendo os 60 Hz com uma grande precisão. Como os integrados são CMOS, consomem pouca corrente e podem ser alimentados com qualquer tensão entre 5 e 15 volts.

Programação top-down

Sou aluno da Escola de Engenharia Mauá e estou escrevendo com a intenção de ver esta carta publicada na revista *Nova Eletrônica*. No início de 1985, um grupo de oito estagiários, do qual faço parte, desenvolveu, sob a orientação do professor Renato Guedes Pires, um pacote de software com mais de 60 programas, para uso interno do Núcleo de Informática da EEM. A finalidade básica foi de gerenciar a abertura e a continuidade dos cursos de computação oferecidos pela escola a todos os seus alunos.

Todos os programas foram baseados e desenvolvidos com a mais alta estruturação, com o uso da técnica top-down em programação. Durante todo o desenvolvimento dos programas foram criadas formas-padrão de fluxogramas e um sistema de documentação muito eficiente, que permitiu um rápido conhecimento da estrutura de arquivos e dos programas. Utilizamos um computador SISCO pertencente ao Núcleo de Informática da EEM.

Espero que com esta carta chame a atenção de todos para a verdadeira "mágica" da programação estruturada top-down, descartando os fluxogramas tradicionais (...)

José Roberto Damélio
Santo André — SP

Sugestões e recados

Sou assinante da NE há mais de dois anos e as seções que mais me interessam são as de teoria (Engenharia, Áudio, Vídeo, Eletrônica Industrial, Telecomunicações e Cursos), que me auxiliam muito em meus estudos. Estou desiludido com circuitos práticos oferecidos por revistas de baixo nível, mas tenho observado um excelente desenvolvimento por parte de vocês na seção Prática.

Gostaria imensamente de montar um projeto do micro didático Nestor e seus periféricos. Para isso, tenho um problema que acredito ser o de muitos estudantes: a confecção da placa de circuito impresso. Não possuo muito material e tampouco técnica para a confecção do lay-out, principalmente tratando-se de placas dupla face. Venho então, solicitar e deixar como sugestão o retorno dos kits NE; ou, então, o fornecimento das placas de seus projetos (...)

Francisco Molnar Neto
São Paulo — SP

Vocês estão de parabéns, pois a revista está ótima, atuando em todas as áreas da eletrônica, exceto na de música eletrônica. Poderiam publicar um circuito de eco todo digital; um circuito de phaser bem eficiente; pré-amplificadores para guitarra, órgão, piano etc. Vocês devem aumentar a seção de Cartas, pois é a mais importante da revista, onde os leitores colocam suas sugestões, dúvidas, erros sobre as montagens. Ao invés de responder duas cartas por mês, respondam seis, ou seja, duas páginas da revista.

Gostei muito da montagem do Digitempo e do Analisador de Espectro. Adoraria se outros aparelhos de testes e re-

paração fossem publicados, entre eles um gerador de barras para TV, um osciloscópio de fácil montagem, freqüencímetro digital etc. As seções da revista estão ótimas, entre elas:

— Como Projetar — contém, literatura de fácil entendimento, sem falar nos assuntos abordados, que são de interesse geral;

— Curso de Telefonia — bem planejado, igual nunca vi. aguardo ansioso o próximo curso;

— TV-Consultoria — parabéns à pessoa que escolhe as cartas dessa seção, pois até o momento têm sido, acredito eu, de interesse geral, principalmente no n.º 101;

— Prancheta Nacional — na minha opinião vocês deveriam publicar três ideias por mês, mas premiar somente uma com assinatura de um ano.

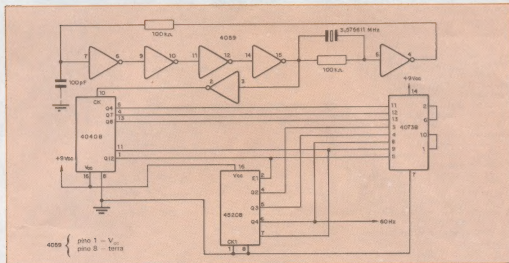
Espero ter contribuído para melhorar ainda mais o nível da revista.

Marcelo Martins Santos
Rio de Janeiro — RJ

Pude observar, nas últimas edições, a nova apresentação dos layouts de circuito impresso. O fundo reticulado causava problemas para se fotografar diretamente as placas da revista, conforme eu mesmo já os havia alertado. E ainda melhor, pude conferir a fidelidade com que são preparadas suas reportagens. É o caso da Lasertech: eu e meus companheiros de trabalho preparamos cuidadosamente cada placa de circuito impresso dos protótipos dessa empresa, que começa a ganhar crédito e onde temos vários amigos. Sem mais para o momento, só me resta parabenizá-los pela edição n.º 100.

Celso Lisboa
S. José dos Campos — SP

Gostaríamos de agradecer a todos os que nos escrevem, mandando sugestões e "realimentações" sobre os artigos e séries publicados pela NE. Informamos também que estamos estudando soluções para que os montadores possam ter um acesso mais fácil às nossas montagens. E que, pela seção de Cartas, temos procurado atender, na medida do possível, àqueles que nos escrevem, mas sempre levando em conta o interesse comum — isto é, procurando veicular soluções e respostas que possam satisfazer ao maior número possível de leitores. ●



C&K 100% Nacional!

É isso aí!

Agora no BRASIL você dispõe do Tradicional
Padrão Tecnológico C & K somado à
confiabilidade de Atendimento
ALFATRONIC.



ALFATRONIC S.A.

Av. Rebouças, nº 1498 - Cap. 05402 São Paulo - S.P.
Fone (011) 852-8277 Telex (011) 24.317 ALFABR

Novo computador Burroughs

A Burroughs aproveitou a V Feira Internacional de Informática, realizada no mês passado em São Paulo, para lançar o B6910 Advanced. Integrando a série A/B6000/B7000 fabricada pela empresa, este novo computador foi desenvolvido em São Paulo, destinando-se a um conjunto variado de aplicações.

A arquitetura do B6910 Advanced caracteriza-se pelo processamento distribuído de funções entre os seus componentes. É isso, aliás, o que lhe confere um desempenho 20% superior ao de seu antecessor — o B6910. Mas, além desta vantagem, a empresa faz questão de lembrar uma outra: a sua compatibilidade, em nível de código objeto, com todos os sistemas das séries A/B6000/B7000.

O B6910 Advanced utiliza um software de sistema e um software ambiental — este, denominado IntelPro —, que foram desenvolvidos com o propósito de simplificar a operação e a manutenção das aplicações. Esta facilidade decorre do fato de os componentes de ambos os softwares serem orientados por menus nas próprias telas. Um recurso que favorece a definição, a consulta e a extração de informações nos bancos de dados.

Comando numérico

Com a presença de especialistas dos Estados Unidos, França, Itália, Alemanha Ocidental e Argentina, foi realizado em São Paulo, no mês de agosto, o 5º Seminário de Comando Numérico no Brasil. A promoção foi da Sociedade Brasileira de Comando Numérico — Sobracon — e teve, como evento paralelo, a 2ª Exposição de Comando Numérico e Correlatos — uma amostra que reuniu 21 empresas que atuam no setor.

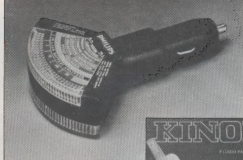
As palestras apresentadas no seminário incluíam temas políticos e técnicos do setor de comando numérico. Um exemplo relacionado com o primeiro caso foi a exposição de Umberto Gobato, da SEI, sobre o Plano Nacional de Informática para o setor de automação industrial. Outro exemplo, a palestra do professor Caspar Stemmer, da Universidade Federal de Santa Catarina, que fez um balanço da implantação do comando numérico no Brasil,

referindo-se ao desempenho das vendas de máquinas-ferramenta em nosso mercado — 258 unidades em 84, e pelo menos 50% a mais que isso em 85, conforme estimativas. Um montante de vendas que, segundo o professor, coloca o Brasil entre os 15 maiores consumidores do mundo de equipamentos com comando numérico.

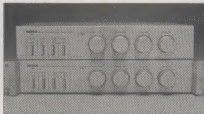
No setor técnico-específico, os destaques ficaram por conta das seguintes exposições: "Comando Numérico Aplicado à Eletroerosão", ministrada por Gualtério Magenschab, da Femat; "As Etapas para Implantação de uma Célula Flexível de Torneamento", exposição de Wolfgang Von Zeppelin, da Alemanha Ocidental; e "Controle Numérico através do Sistema CAD/CAM Tridimensional Euclid", por Alex Arjona, da Matra Datavision, da França.

Elevadores eletrônicos

A Divisão de Elevadores do Grupo Villares vai instalar em um prédio da cidade de São José do Rio Preto, interior de São Paulo, o seu primeiro elevador comandado por microprocessadores. Uma iniciativa que só foi possível porque a Villares, adiantando-se em relação às suas concorrentes, conseguiu obter em primeira mão o aval da Secre-



Analisador de bateria, da Philips.



Câmara de eco modelo ND-200, da Nashvite.



Kinox: fluido para preparação de soldagem de componentes.

taria Especial de Informática — SEI — para a utilização de controladores lógicos programáveis em elevadores.

No mesmo prédio, a empresa instalará ainda o seu modelo de elevador eletrônico de luxo, que ela já vem comercializando há algum tempo e que consiste em um sistema no qual a tensão é aplicada ao motor, por injeção de corrente contínua disparada por tiristores. Outro de seus recursos é um tacômetro, através do qual acompanha-se a velocidade efetiva de cada elevador que integra o sistema, adequando-a à curva padrão de aceleração, velocidade e frenagem. Tal controle propicia aos elevadores de corrente alternada melhor desempenho na aceleração, velocidade nominal e, também, na desaceleração.

Eletrodigi lança a linha E-1700

A Eletrodigi Flexidisk, de São Paulo, está apresentando ao mercado a linha E-1700 de micros portáteis com uma ampla faixa de aplicações no setor industrial: coleta e armazenamento de dados em fontes dispersas, como no caso de leitura de hidrômetros, "relógios" de luz, gasômetros e, mesmo para registros de pedidos de compras,

controle de estoques ou pesquisas de opinião.

Os micros E-1700 são pequenos e leves, podendo ser carregados a tiracolo (medem 7,7 cm de altura por 29,5 cm de largura e 23,7 cm de profundidade). Para a entrada de dados usam teclados profissionais, padrão QWERTY, e possuem várias saídas de dados. Empregam memória RAM de 24 kbytes, que podem ser expandidas para até 96 kbytes, em ampliações de 16 k.

Calculadoras Texas

Duas novas calculadoras Texas já estão sendo comercializadas no mercado brasileiro — uma com 85 funções pré-programadas, outra com 112. A primeira delas opera com 48 passos de programa e uma memória, ou, então, com oito memórias, alternativamente. É indicada para execução de *loopings*, sub-rotinas, transferência condicional, *labels*, memória constante e outras funções semelhantes. Seu visor é de cristal líquido e tem oito dígitos de mantissa, dois exponenciais e dois de sinais. Funciona com duas pilhas tipo botão, com duração aproximada de 1 500 horas.

O modelo de 112 funções, por sua vez, opera com 56 passos de programação e uma memória. Opcionalmente, também pode operar com até 8 memórias redistribuídas. Entre as suas funções, destacam-se: conversão de unidades de medida; cálculos trigonométricos e hiperbólicos; potenciação e radiação universal; permutação e combinação de dados. O seu visor também é de cristal líquido com oito dígitos, dois exponenciais e quatro indicadores. Dispõe ainda de memória constante e sistema algebrico operacional e funciona com duas pilhas do tipo botão.

Câmara de eco eletrônica

A Nashville, empresa paulista especializada em áudio, está lançando uma câmara de eco totalmente eletrônica, modelo ND-200. O equipamento destina-se a eliminar a "diferença" entre o som emitido por aparelhos e o que é recebido pelo ouvido humano, devido à reflexão em paredes, objetos e outros elementos do meio ambiente. Além de proporcionar maior naturalidade aos sinais sonoros, a câmara também pode

ser utilizada para a obtenção de efeitos especiais. Por exemplo, em um conjunto com um amplificador e duas caixas acústicas, pode-se simular o ambiente de audição como sendo maior do que realmente é, pelo ajuste do tempo de atraso e do nível de reverberação.

A câmara tem como principal característica o fato de ser totalmente eletrônica, não utilizando molas ou peças mecânicas. O seu tempo de atraso é ajustável numa faixa de 20 a 250 milissegundos (200 milissegundos, por exemplo, é o tempo recomendado para efeitos especiais, como a multiplicidade de vozes). Segundo a empresa, seu novo equipamento já pode ser encontrado em lojas especializadas de São Paulo e Rio de Janeiro.

Fluido para soldagem de componentes

Orello Claudemir Moreschi, de Curitiba, desenvolveu um fluido especial para a preparação de soldagem em aço, cobre, cromo, níquel, latão, ferro fundido, alpacas, bronze etc. Através de uma seringa com agulha, o fluido pode ser aplicado em regiões de difícil acesso aos meios convencionais de limpeza, como no caso de componentes ou circuitos oxidados.

Para a aquisição do fluido — denominado Kinox — basta entrar em contato com o seu inventor, no seguinte endereço: Rua Mãe Catira, 179 — Parque Residencial Mirante da Serra — 80.000 — Curitiba — Paraná — tel.: 267-1458.

Analisador de bateria

Desenvolvido pela Philips, este aparelho permite verificar rapidamente as condições da bateria do automóvel, bastando ligá-lo no encaixe do acendedor de cigarros. Com o carro em movimento, as luzes indicadoras determinam se a bateria está carregando normalmente, se está totalmente carregada ou se está ocorrendo sobrecarga. Já o teste com o carro parado revela se a bateria está em boas ou más condições.

Os sistemas funcionam através de LEDs indicativos, proporcionando uma leitura rápida e precisa. Além dessa característica, o analisador dispõe de um sistema de iluminação próprio, para leitura de mapas rodoviários e

demais informações, durante a noite.

CURSOS

Estrutura de Microprocessadores — Local: Hotel Hilton de São Paulo — Av. Ipiranga, 165. Dias: 17 e 18/10. Horário: 18 h. O curso é fornecido pela ABACE — Associação Brasileira de Administração e Conservação de Energia. Mais informações podem ser obtidas pelo tel.: (011) 285-2490 ou na Av. Paulista, 2073 — Ed. Horsa I — cj. 1020 — São Paulo — SP.

Termometria — Dias: 21 a 25/10 ou 04 a 08/11. Mais informações na CETECIL — Centro de Treinamento Técnico Ecil S/C Ltda. — Rua Funchal, 203 — 10º andar — São Paulo — SP — tel.: (011) 815-7122.

Manutenção Preditiva em Instalações Industriais — Dias: 21 a 23/10. Duração: 20 horas. Preço: 33 ORTNs. O curso é fornecido pela Brüel & Kjaer do Brasil — Rua José de Carvalho, 55 — São Paulo — SP — tel.: (011) 246-8149.

Medição de Vibrações — Dia: 25/10. Duração: 4/5 horas. Preço: para clientes da B & K, 4 ORTNs; para não clientes, 8 ORTNs. Mais informações com a Brüel & Kjaer do Brasil — Rua José de Carvalho, 55 — São Paulo — SP — tel.: (011) 246-8149.

Introdução à Análise de Frequência — Dia: 14/11. Duração: 4/5 horas. Preço: para clientes da B & K, 4 ORTNs e para não clientes, 8 ORTNs. Mais informações com a Brüel & Kjaer do Brasil — Rua José de Carvalho, 55 — São Paulo — SP — tel.: (011) 246-8149.

Formação de Técnicas em Manutenção de Microcomputadores — Início: 11/10. Duração: 290 horas, sendo 80 horas de estágio. Mais informações, no Centro Brasileiro de Informática Ltda. — Rua Teófilo Otoni, 123, gr. 201 ou tel.: (021) 233-1123.

SEMINÁRIO

Automação de Escritórios — Dias: 28 a 30/10. Mais informações podem ser obtidas na 3I Informática S/C Ltda. — Rua Deputado Martinho Rodrigues, 284 — São Paulo — SP — tel.: (011) 521-9509 e 247-2528.

Alemães usam cada vez mais a radiotelefonia

Os alemães ocidentais estão impulsionando o uso do sistema de radiotelefonia, mantido pelo Correio Federal do país. Segundo informa a Siemens AG, que está desenvolvendo um sistema com essa finalidade, deverá haver uma ampliação dos atuais 25 mil usuários de telefones móveis para aproximadamente 100 mil, em 1989.

Ainda em 1989, a capacidade instalada deverá ser expandida para cerca de 200 mil possíveis usuários, numa moderna rede de radiotelefonia. Uma das vantagens do sistema é a possibilidade de contato com os telefones móveis a partir de qualquer lugar do mundo, utilizando-se, nos telefones convencionais, o prefixo 0161.



Os alemães estão ampliando seu sistema de telefones móveis para 100 mil usuários.

Informática ajuda no estudo de língua indígena

Num trabalho pioneiro, desenvolvido pelo engenheiro boliviano Guzmán de Rojas, sob patrocínio da Unesco (organismo da ONU para assuntos de educação e cultura), foi elaborado o primeiro tradutor automático de uma linguagem indígena. Denominado Atamiri, o tradutor é um trabalho de quatro anos, que relaciona o idioma aimara — falado por cerca de 2 milhões de pessoas na Bolívia, Chile e Peru — ao espanhol, inglês e alemão.

Inicialmente, relata o Boletim de Informática da Unesco, foram feitos vários subsistemas de apoio, que consistem de um pacote de programas para tratar fichas bibliográficas computadorizadas, o que permitiu recolher de forma sistemática toda a informação com que se conta para o estudo do idioma. Isso pode parecer óbvio, mas na Bolívia não se tinha consciência de que existia tanta literatura no mundo, sobre o tema. Por meio do computador, os pesquisadores puderam ter um bom registro bibliográfico classificado, obtendo uma lista de publicações especializadas de diferentes lugares do mundo.

Um segundo passo da investigação foi inventariar e classificar as estruturas gramaticais e morfológicas que constituem a língua. Nesta etapa, recorreu-

se aos registros de estudos lingüísticos levantados em quatro séculos, com suas respectivas interpretações nos idiomas espanhol, alemão e inglês. O produto final é uma base de dados, que permite ampliações a outras línguas, de modo que se constitui num dicionário poliglótico. O dicionário permite não somente as formas normais de consulta alfabética por idioma, como também a procura por grupos semânticos, e proporciona listagens para estudos de morfologia, origens de palavras e etimologia.

A denominação Atamiri, dada ao sistema, origina-se das iniciais de: Automático Tradutor Algorítmico Multilíngue Interativo Recursivo Inteligente.

Mercado europeu de robôs em alta

O mercado europeu de robôs leves de montagem está em franca ascensão, devendo crescer ao ritmo médio de 35% ao ano até o final desta década, segundo prevê a empresa Internacional de Informações empresariais e pesquisas de mercado Frost & Sullivan (representada no Brasil pela Schiochauer & Associados, de São Paulo). Em estudo recentemente publicado, a empresa nota que os robôs industriais

não são novidade, mas os de montagem começaram a ser produzidos só a partir de 1980, por vários fabricantes.

Apesar de ser ainda um mercado pequeno, o crescimento acelerado deverá levar a um potencial de vendas de 257 milhões de dólares, por volta de 1990, no que se refere a dispositivos programáveis, capazes de manejar até 7 kg em peso. O nível atual de gastos da indústria em geral com robôs de montagem é de somente 1%, mas este número deverá ser duplicado nos próximos cinco anos. A análise da Frost & Sullivan considera ainda que o emprego desses robôs — em especial nas linhas de montagem de produtos eletrônicos, eletrodomésticos e automóveis — pode ser a chave para levar de volta à Europa a indústria de montagem, que se deslocou para o Extremo Oriente.

Tecnologicamente, o desenvolvimento maior nos robôs está ocorrendo no setor de controle e software, com o aperfeiçoamento da visão de máquina. Eles deverão ser cada vez mais utilizados na inspeção de peças e no controle de qualidade nas linhas. Os países em que esse desenvolvimento está se processando de forma mais acentuada são a Alemanha, Inglaterra, Itália, França e Suécia.

Cabo óptico atravessa o Japão de norte a sul

Uma linha tronco de fibras ópticas cruzando o Japão desde Asahikawa, no norte, até Kagoshima, no extremo sul, entrou em operação comercial em fevereiro último.

Com 3 400 km de extensão, o cabo teve seu assentamento iniciado em março de 1983 e custou um total de 65 bilhões de ienes, o equivalente a 260 milhões de dólares. Dependendo das necessidades de interligação de cada distrito, a linha tronco contém de 8 a 24 fibras. O ritmo de transmissão é de 400 megabits por segundo por fibra, capacidade equivalente a 5 760 canais telefônicos.

O duto de comunicação digitalizada de voz, dados e imagens deverá ser a espinha dorsal de uma futura malha de informações a ser implantada no Japão, segundo o boletim informativo editado pela Fujitsu.

Elêtrônica no Japão cresce 12,6% este ano

A produção japonesa de equipamentos eletrônico e componentes deverá aumentar 12,6% neste ano, atingindo 74,6 bilhões de dólares, segundo estima a Associação das Indústrias Eletrônicas no Japão. Acredita-se que o crescimento na área de computadores deverá ser de 17,9% atingindo 13,3 bilhões de dólares; em equipamento industrial, espera-se crescer 15,1%, alcançando 27,8 bilhões de dólares; e os circuitos integrados deverão crescer 24,1% somando um faturamento de 9,3 bilhões de dólares. O crescimento dos gravadores videocassetes será menor neste ano, caindo para 2,3%, o que significará um total de 8,1 bilhões de dólares faturados. A produção total do setor eletrônico cresceu, em 1984, 26,7%, a maior expansão registrada nos últimos oito anos, atingindo um total de 66,2 bilhões de dólares.

(Fonte: *Electronics Week*, 7 de janeiro de 1985).

Litografia de raios X ganha mercado

O mercado da litografia de raios X poderá crescer até cinquenta vezes nos próximos quatro anos e um novo fabricante, a Hampshire Instruments (Rochester, NY, EUA), entrou no mercado, preenchendo uma vaga deixada pela Varian Associates. Outras empresas que operam nesse campo são a Micronix, a Perkin-Elmer e as japonesas Nikon e Canon. Normalmente discreta, a Micronix revelou, em maio último, no encontro Simecon West, que experimentou com sucesso máscaras aditivas (a norma é a utilização de máscaras subtrativas), que possibilitaram geometrias de 0,5 μ m com bordas de paredes verticais. Por outro lado, a Hampshire revelou que sua fonte de raios X será um gerador laser a plasma que usa radiação focalizada. Isto resulta numa fonte de raios X extremamente brilhante e intensa, o que, por sua vez, torna possível tempos de exposição bastante curtos, fator necessário para alta produção.

(Fonte: *Electronics Week*, 3 de junho de 1985)

Hitachi investe na produção de CIs de alta velocidade

A Hitachi está acelerando a produção de sua pastilha bipolar CMOS de 64 kbits. A verdadeira produção em massa na faixa de meio bilhão de peças por mês será atingida no início do próximo ano, uma taxa bastante alta para um novo produto. O preço inicial de tal pastilha será de duas a três vezes superior ao preço das MADs estáticas convencionais. Apesar de usar o processamento Hi-Bi CMOS, a rápida MAD estática é fabricada numa pastilha de apenas 8,5 x 3,4 mm levemente maior do que as MADs estáticas CMOS de baixa velocidade. Uma razão importante para isso é que as células de memória são bastante semelhantes às células CMOS convencionais da Hitachi: quatro transistores e dois resistores de carga, de silício policristalino de alta resistência.

Para otimizar a velocidade, a Hitachi projetou sensores ampliadores com a tecnologia bipolar. Por outro lado, o amplificador de saída é CMOS, apesar da necessidade de se utilizar TECMOS de grandes dimensões na saída. Isto evita processamentos especiais para a redução da saturação de base nos dispositivos bipolares.

(Fonte: *Electronics Week*, 3 de junho de 1985)

Novos sistemas CMOS para computadores pessoais

No mundo da microeletrônica, quanto menor melhor. Por exemplo, pesquisadores da Solid State Scientific (Willow Grove, PA, EUA) desenvolveram uma memória apenas de leitura — MAL —, CMOS de alta densidade, com uma capacidade de 256 kbits e tempo de acesso extremamente pequeno. Enquanto que subsistemas equivalentes têm tempo de acesso de 250 μ s, os novos CIs permitem o acesso em 75 μ s. A velocidade dos dispositivos é capaz de permitir sistemas eletrônicos menores e mais simples de programar, de acordo com C. Hochstedler, diretor de promoção de produtos da Solid State. Os dispositivos são fabricados com um processo HCMOS II de 2 μ m. Sua velocidade deverá permitir computadores mais compactos (tanto de mesa como

modelos profissionais) e também a colocação de muito mais programas no *firmware* do sistema. Os dispositivos permitirão também redução do tempo de desenvolvimento programacional dos sistemas.

(Fonte: *Research & Development*, junho de 1985)

ITT pesquisa conexões para a indústria de gases

Um processo pouco utilizado de camada por camada, na construção de substratos de polímidio, pode tornar-se a tecnologia escolhida para as interconexões nas pastilhas de arsenieto de gálio, substituindo o sistema convencional de linhas-nuas (*strip-lines*).

Num trabalho prévio com linhas de 0,125 mm, em substratos de polímidio de múltiplas camadas, um grupo de pesquisadores do Advanced Technology Center, da ITT (Shelton, Conn, EUA) começou a desenvolver, há três anos, um substrato de cinco camadas, projetado com vias sólidas enterradas, que servem como conexões coaxiais entre as pastilhas. Agora eles obtiveram alta densidade de interconexões para nove dispositivos de GaAs de chaveamento, cada qual contendo 64 terminais.

(Fonte: *Electronics Week*, 3 de junho de 1985)

Caso atinge fabricantes ingleses de computadores

As dificuldades com a venda de computadores pessoais já fizeram pelo menos duas vítimas na Inglaterra. A Sinclair Research, empresa líder do setor naquele país, sofreu tropeços com a comercialização de seu principal produto, o Spectrum, a precisar pedir aos seus credores extensão dos prazos de crédito. Além disso, seu fundador, Sir Clive Sinclair, teve que negociar 85% de sua participação na empresa. Outra fabricante inglesa de computadores pessoais, a Acorn, vendeu metade das ações para a Olivetti, premissa pela difícil situação financeira.

(Fonte: *Electronics Week*, 3 de junho de 1985)

NÓS VAMOS INVADIR

SUA PRAIA
Ultraje e Rigor
WEA

Poucos LPs de estréia no rock podem se orgulhar de atingir um nível tão alto quanto este do Ultraje. Contra as piadinhas da Blitz e crônicas dos Metrô da vida, o som preciso e o humor implacável do Ultraje "mais alto se alevanta" (perdão, Camões). Todas as músicas viraram sucesso e são uma receita segura contra qualquer deprê. Quem pode resistir a *Nós Vamos Invasão sua Praia, Rebeide Sem Causa, Mim Quer Tocar, Zoraida, Clúme, Inútil, Marylou* (a censurada), *Jesse Go, Eu me Amo, Se Você Sabia e Independente Futebol Clube*?

CAMINHO DO SOL

Amelinha
CBS

Depois de uma fase de declínio em sua carreira, com dois LPs de qualidade inferior ao seu potencial, Amelinha começa a volta por cima. Para isso tem Fagner como produtor de seu disco, ele que fizera a produção do primeiro LP da cantora, *Flor da Paisagem*. Estilo próprio, boa voz e versatilidade para enfrentar ritmos diferentes como frevo, guarânia e forró, são qualidades que Amelinha certamente tem. Ficam faltando um certo apuro técnico, um maior cuidado na leitura das letras.

Neste *Caminho do Sol* as músicas têm qualidade homogênea e bons arranjos e, se não há nenhuma canção extraordinária, o todo é muito agradável de se ouvir. Destaque especial para a guarânia nordestina *Canção do Pantanal* (Petrúcio Maia) e para a balada *Chuva e Sol* (Sá e Guarabyra).

SEM PECADO E SEM JUÍZO

Baby Consuelo
CBS

É gostoso ouvir uma ou duas faixas desse LP (não importa quais). Ouvir o disco todo, no entanto, é tarefa para gigante. As músicas são tão parecidas e as letras tão bobinhas (no mínimo),

que trazem uma sensação de cansaço ao ouvinte.

Baby, no estilo a que se propõe, canta bem, os músicos são mais que bons — Pepeu, Armandinho, Jorginho e Di-di Gomes, Charles Negrita e outras feras. O problema está mesmo no repertório, onde seis das nove músicas-canções são da família Cidade-Gomes-Rê. Nas letras encontram-se preciosidades como: "(...) Colei meu corpo no seu/E o fogo do amor ascendeu (sic)/Gemeu, gemeu, gemeu/Gemeu, gemeu, meu bem/Meu bem, meu bem, gemeu/..." (in *Araruma*).

Saindo do âmbito familiar, Baby comete um desastre maior, numa descontraída interpretação de *Sabor a Mim* e faz um acerto no choro-balão *Delicada*, cantando com Ademilde Fonseca. Fique atento ao arranjo de *Que Delícia* e veja como Pepeu admira a canção-tema de *Furyo, Merry Christmas Mr. Lawrence*, de Ryuichi Sakamoto.

THE DREAM OF THE
BLUE TURTLESSonia
CBS

Sting sonhou que quatro tartarugas azuis entravam em seu jardim e destruíam tudo. Encarou o sonho como um bom aviso: as quatro tartarugas seriam quatro novos músicos que entravam em sua vida, destruíam o som acomodado que vinha fazendo no *The Police* e preparavam o solo para uma nova época de fertilidade (musical). Sonho profético tal! Virou até título do LP.

Sting fez um grande disco, misturando vertentes de rock, jazz, reggae e outras misturas. São canções que impressionam com letras provocativas (até políticas) e belíssimos arranjos. E há até um toque de mistério e vampirismo na extraordinária *Moon Over Bourbon Street*.

TOCANDO A VIDA

Moraes Moreira
CBS

Não faltou ninguém. De homenagem em homenagem, algumas convenções, outras bem humoradas, Moraes lembrou de todos os instrumentos que acompanharam e vêm acompanhando

músicos e cantores brasileiros — apesar dos conjuntinhos de rock e de sua parafemília eletrônica. Em cada faixa, ele é acompanhado por um especialista do instrumento homenageado, dando origem a um dos trabalhos mais belos e originais de sua carreira.

Assim, em *Alma de Guitarra*, temos Pepeu Gomes; em *Bateria Nota 10*, Jorginho Gomes; em *O Bandoim de Jacob*, Armandinho; em *Corpo de Violão*, o próprio Moraes e Rafael; em *Piano Excravo*, João Donato; em *Nós e Voz*, arranjo de cordas de Wagner Tiso; em *O Acordeão e a Sanfona*, Zé Américo; em *Garoto Cavequinho*, Alceu Maia; e em *Doce Flauta*, Altamiro Carrilho. As letras encantam pela simplicidade, ao destacar as virtudes e vícios dos instrumentos: "Parado no tempo eu não fico/Sou o mais completo e rico/instrumento de percussão", falando do piano, ou "Meu violão dim dom/Meu violão dim dom/Mi Si Sol Re La Mi/Mi La Ré Sol Si Mi", percorrendo a escala simples de um violão, são dois bons exemplos. Quer você conheça ou não algum instrumento acústico, com certeza gostará desse LP.

FORÇA D'ÁGUA

Nelson Coelho de Castro
Barclay

Esse é o que se pode chamar de um gaúcho nada regionalista. Eminentemente urbano e eclético, Nelson passa da música de câmara ao samba, e daí à valsa com a maior desenvoltura. Às vezes difícil de ouvir nas primeiras vezes, ele nos força a um som diferente e bastante heterogêneo. Sua primeira aparição em disco foi em 1978, numa coletânea de vários artistas do sul, entre eles os excelentes Raul Ellwanger e Bebeto Alves. Este é o segundo LP individual, estréia numa grande gravadora que o "empurrou" mais para o norte.

Experimente ouvir *Pátria Mãe, Neguinha, Desanda Paixão, Navega e Lua Pra Mim*, que são os melhores do LP. Inútil tentar ouvi-las em FM (a não ser, de vez em quando, a Rádio USP, aqui de São Paulo); melhor ir a uma loja de discos (de preferência, das que tenham LPs alternativos) e pedir para ouvir um pouco, com muita calma, para ir se acostumando ao som que rola em Porto Alegre. Sem tchê e sem mate. ●

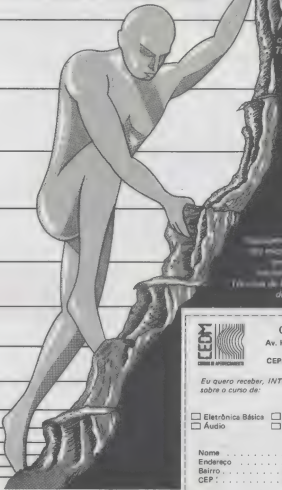


CURSOS DE APERFEIÇOAMENTO



Vença os Obstáculos no Futuro!

Ágil, moderno e perfeitamente adequado à nossa realidade, os CURSOS CEDM garantem condições ideais para o seu aperfeiçoamento profissional. Consequentemente, você vencerá os obstáculos no futuro juntamente com quem já tem muita experiência no Mundo da Informática.



CURSO DE ELETRÔNICA DIGITAL E MICROPROCESSADORES

Com total de 142 apostilas
com 240 páginas completas e atualizadas.
Tudo sobre os mais avançados cursos CEDM
para o seu conhecimento prático.

CURSO DE FISIOLOGIA E ÁUDIO

Em cada livro 224 páginas, com 140
ilustrações, incluindo tudo sobre
fisiologia, Cálculo Acústico,
Equilíbrio, Tarefas, e
Simulação AM/FM
e muito mais.

CURSO DE PROGRAMAÇÃO EM BASIC

Essa é a primeira e fundamental de
programação para microcomputador
em linguagem BASIC. Durante o curso,
você aprenderá a programar em BASIC
para o microcomputador, incluindo
tudo sobre a linguagem de programação
de dados, etc. Garanta agora o seu futuro.



CURSOS CEDM

Av. Higienópolis, 436 - Centro
Caixa Postal, 1642
CEP 86.100 - Londrina - PR.

Eu quero receber, **INTEIRAMENTE GRÁTIS**, maiores informações
sobre o curso de:

- | | | |
|--|---|---|
| <input type="checkbox"/> Eletrônica Básica | <input type="checkbox"/> Eletrônica Digital | <input type="checkbox"/> Microprocessadores |
| <input type="checkbox"/> Áudio | <input type="checkbox"/> Acústica | <input type="checkbox"/> Programação em Basic |

Nome
Endereço
Bairro Cidade
CEP Estado

NE-104

Como determinar o comportamento dos CIs CMOS

Interessados em redução de custos e em otimização, os fabricantes têm procurado conhecer a fundo o desempenho desta família de integrados

Até agora, analisamos uma série de facetas tecnológicas dos integrados CMOS — desde particularidades tecnológicas até potencialidade de seu emprego futuro, considerando diferentes tecnologias: aquelas que permitem a construção de dispositivos no corpo do substrato, e as que prevêem a sua construção em filmes de silício epitaxial. Consideramos circuitos e aplicações de CMOS na área digital e analógica, levando em conta também CIs pa-

ra telecomunicações e CIs lineares com chaveamento total de capacitores, tendo em vista maior estabilidade. Agora, vamos estudar os principais parâmetros que determinam o comportamento estático e o comportamento dinâmico dos integrados CMOS.

No caso de projetos de CIs complexos, que empregam tecnologias com dispositivos bipolares ou TECMOS, é muito difícil a previsão exata dos parâmetros elétricos, a partir de dados do processo de fabricação e das dimen-

sões geométricas utilizadas na confecção das máscaras. Hoje, a otimização de integrados mais simples está diretamente relacionada com o uso de ferramentas desenvolvidas para os sistemas de Projetos Auxiliados por Computador (PAC). Quanto aos CIs mais complexos, a otimização chega a ser colocada em segundo plano, em favor de parâmetros de regularidade e repetibilidade que permitam reduzir os custos dos projetos. Mas isso deve ocorrer sem que os tempos necessários ao processamento de simulações dos circuitos acabem se tornando exageradamente longos e a simulação em si exija o uso de um processador de grande porte. De qualquer forma, as simulações são hoje indispensáveis na previsão dos parâmetros dos CIs e das eventuais tolerâncias que possam apresentar.

Parâmetros de entrada e de saída — Já dissemos que a família CMOS é a que apresenta maior crescimento em vários campos de aplicação. Todavia as especificações dos seus parâmetros ainda não foram totalmente padronizadas. Para melhor entender o problema, inicialmente vamos procurar estabelecer um paralelo entre as características CMOS e as das demais famílias de integrados digitais, principalmente a LTT (veja Tabela 1).

Examinemos preliminarmente o feixe de saída FS (*Fan-Out*), na Tabela 1. No caso geral, ele é definido como a maior concentração de circuitos idênticos ao circuito em análise, que podem ser conectados à sua saída. O FS é estabelecido em termos dos valores digitais 0 e 1, sendo calculado pela relação da corrente máxima de saída do circuito em análise e pela corrente máxima de entrada de cada bloco lógico alimentado. No caso da família lógica LTT, a corrente máxima de entrada é medida em Unidades Padrões básicas

Tabela 1 — Comparação entre a família CMOS e as CIs LTT e HCMOS

Família lógica	LAE	LTT comum	LTT baixa potência	LTT Schottky	LTD	HCMOS 5 V	HCMOS 10 V
Parâmetro							
Faixa de saída estático		10	10	20	8	50	50
Potência quiescente		10 mW	1 mW	2 mW	8,5 mW	10 nW	10 nW
Tempo de atraso carga padrão	0,5 ns	10 ns	33 ns	2,5 ns	30 ns	10 ns	8 ns
Frequência máxima de operação de um bloco estável		35 MHz	3 MHz	70-120 MHz	5 MHz	35 MHz	40 MHz
Margens de ruído		1 V	1 V	0,8 V	1 V	2 V	4 V
LAE — Lógica de acoplamento de emissor (IECL) LTT — Lógica transistor transistor (TTL) LTD — Lógica de transistores e diodos (DTL) HCMOS — MOS complementar de alta velocidade							

(UPs), sendo que o número destas, em termos da corrente padrão de entrada, é denominado feixe de entrada ou FE (*Fan-In*).

Para os CIs CMOS, estas células perdem seu sentido, pois, se não fossem os circuitos de proteção, a impedância de entrada atingiria o nível dos gigohms, ocasionando uma corrente de entrada virtualmente nula. Mesmo com os circuitos de proteção, esta corrente é pequena, situando-se ao redor de $\pm 0,1 \mu A$.

Por isso, para a família CMOS, o número FS máximo foi fixado arbitrariamente em 50, baseado muito mais em considerações dinâmicas, como o tempo máximo de transição permitível, do que em condições estáticas; pois, como dissemos, a corrente de entrada dos estágios seguintes é virtualmente igual a zero. Observe-se que nos CMOS temos uma limitação importante no

tempo máximo de transição do sinal de entrada, uma vez que, em tensões médias entre 0 e $+V_{cc}$, podemos ter os TECMOS canal P e canal N em condução simultânea, acarretando um aumento indesejável no consumo de potência, além da possibilidade de o CI entrar em oscilação.

A grande vantagem da família CMOS reside exatamente no baixo consumo de potência quiescente, que é cerca de 10^{-6} vezes menor do que nas demais famílias de CIs. Além disso, no estágio tecnológico de 1977, os CMOS eram de modo geral mais lentos do que a família LTT. Apesar de a família LTT não ter parado de evoluir, a família CMOS se desenvolveu de forma muito mais rápida, alterando a situação substancialmente. A família LTT baixa potência tornou-se completamente obsoleta em face à tecnologia CMOS. A família CMOS de alto desempenho (HCMOS)

já supera em velocidade a família LTT padrão, competindo nesta área com a família LTT *Schottky* de baixa potência.

Na Tabela 2, são apresentadas algumas discrepâncias na definição de especificações de parâmetros no âmbito da tecnologia CMOS. Isto ocorre mesmo no caso de subsistemas diferentes produzidos por um único fabricante.

Parâmetros de ruídos — O problema de indução de ruído em circuitos eletrônicos é mais complexo do que parece à primeira vista. Em primeiro lugar, o ruído elétrico pode ser proveniente de diferentes fontes: induzido por interferência cruzada a partir da indução capacitiva ou indutiva entre linhas paralelas; induzido por correntes que circulam em circuitos de terra, cuja resistência ôhmica seja diferente de zero; através da fonte de alimentação etc. A sen-

Discrepância dos dados fornecidos pelos fabricantes de CIs CMOS

Aplicação dos CIs CMOS Empresa	Blocos lógicos comerciais (IPE)	Blocos lógicos de aplicação militar (IPE)	Bistáveis comerciais	Bistáveis de aplicação militar	ILEs comerciais	ILEs de aplicação militar
Fairchild	0,4 V/0,4 mA	0,4 V/0,4 mA	0,4 V/0,4 mA	0,4 V/0,4 mA	0,4 V/0,4 mA	0,4 V/0,4 mA
Motorola série B	0,4 V/0,88 mA 0,5 V/2,2 mA 1,5 V/8,8 mA	0,4 V/0,88 mA 0,5 V/2,2 mA 1,5 V/8,8 mA	0,4 V/0,88 mA 0,5 V/2,2 mA 1,5 V/8,8 mA	0,4 V/0,88 mA 0,5 V/2,2 mA 1,5 V/8,8 mA	Não especificado	Não especificado
Motorola série consum	0,4 V/0,2 mA 0,5 V/0,6 mA 1,5 V/2,15 mA	0,4 V/0,4 mA	0,4 V/0,20 mA 0,5 V/0,6 mA 1,5 V/2,15 mA	0,4 V/0,4 mA	0,4 V/0,2 mA 0,5 V/0,6 mA 1,5 V/2,15 mA	0,4 V/0,4 mA
Motorola (amplificadores operacionais)					0,4 V/2,2 mA 0,5 V/5,6 mA 1,5 V/20 mA	
Signetics	0,5 V/0,05 mA	0,5V/0,085 mA	0,5 V/0,24 mA	0,5 V/0,35 mA	Não especificado	Não especificado
National série 4000A	0,4 V/0,24 mA	0,4 V/0,28 mA	0,5 V/0,24 mA	0,5 V/0,4 mA	Não especificado	Não especificado
National série 4000 BC	0,4 V/0,88 mA 0,5 V/2,25 mA 1,5 V/8,8 mA	0,4 V/0,88 mA 0,5 V/2,25 mA 1,5 V/8,8 mA	0,4 V/0,88 mA 0,5 V/2,25 mA 1,5 V/8,8 mA	0,4 V/0,88 mA 0,5 V/2,25 mA 1,5 V/8,8 mA	0,4 V/0,88 mA 0,5 V/2,25 mA 1,5 V/8,8 mA	0,4 V/0,88 mA 0,5 V/2,25 mA 1,5 V/8,8 mA
National série 54C 74	0,4 V/0,36 mA	0,4 V/0,36 mA	0,4 V/0,36 mA	0,4 V/0,36 mA	0,4 V/0,36 mA	0,4 V/0,36 mA
National 54HC- 74HC (5 V)	0,33 V/4 mA	0,4 V/4 mA	0,33 V/4 mA	0,4 V/4 mA	0,33 V/4 mA	0,4 V/4 mA
Texas	0,4 V/0,25 mA	0,4 V/0,3 mA	0,4 V/0,25 mA	0,4 V/0,3 mA	Não especificado	Não especificado
Solitron	0,4 V/0,24 mA	0,4 V/0,28 mA	0,5 V/0,4 mA	0,5 V/0,24 mA	Não especificado	Não especificado
RCA (5 V) série 4000 A (10 V)	0,4 V/0,3 mA 0,5 V/0,6 mA	0,4 V/0,32 mA 0,5 V/0,40 mA	0,4 V/0,3 mA 0,5 V/0,35 mA	0,4 V/0,30 mA 0,5 V/0,35 mA	0,4 V/0,03 mA 0,5 V/0,048 mA	0,4 V/0,07 mA 0,5 V/0,085 mA
RCA série 4000 B	0,4 V/0,51 mA 0,5 V/1,3 mA 1,5 V/3,4 mA	0,4 V/0,51 mA 0,5 V/1,3 mA 1,5 V/3,4 mA	0,4 V/0,51 mA 0,5 V/1,3 mA 1,5 V/3,4 mA	0,4 V/0,51 mA 0,5 V/1,3 mA 1,5 V/3,4 mA	0,4 V/0,51 mA 0,5 V/1,3 mA 1,5 V/3,4 mA	0,4 V/0,51 mA 0,5 V/1,3 mA 1,5 V/3,4 mA
RCA (4,5 V) CMOS (6,0 V)	0,26 V/4 mA 0,26 V/5,2 mA	0,26 V/4 mA 0,26 V/5,2 mA	0,26 V/4 mA 0,26 V/5,2 mA	0,26 V/4 mA 0,26 V/5,2 mA	0,26 V/4 mA 0,26 V/5,2 mA	0,26 V/4 mA 0,26 V/5,2 mA
Sprague	0,4 V/3,2 mA	0,4 V/3,2 mA	0,4 V/3,2 mA	0,4 V/3,2 mA	0,4 V/3,2 mA	0,4 V/3,2 mA
GTE	0,4 V/3,2 mA	0,4 V/3,2 mA	0,4 V/3,2 mA	0,4 V/3,2 mA	0,4 V/3,2 mA	0,4 V/3,2 mA
$V_{cc} = +5V, 10V, 15V$						

sibilidade ao ruído varia como função das tensões de alimentação de um circuito eletrônico e — mais importante — como função do sincronismo existente entre as transições dos sinais de entrada e os impulsos espúrios de ruído. É evidente que uma boa distribuição da potência de alimentação, num sistema linear ou digital, requer que a linha de alimentação e as linhas de terra tenham impedância dinâmica muito baixa. Para isso, devemos ter uma boa distribuição de capacitores de desacoplamento de fonte através da linha de alimentação.

Em segundo lugar, é preciso ter em conta que em alguns casos é importante a amplitude do ruído induzido; em outros, é mais importante a energia associada ao ruído induzido. Algumas fontes de indução de ruído possuem normalmente alta impedância interna, como, por exemplo, o ruído induzido capacitivamente entre linhas paralelas. Outras fontes induzem ruídos de baixa amplitude, porém as fontes de indução dispõem de impedâncias internas extremamente baixas, como é o caso daqueles introduzidos pelos trajetos de correntes para a terra.

Portanto, no projeto de aplicação de uma família lógica de CIs digitais, é necessário levar em conta o seguinte:

- O ruído gerado externa ou internamente, oriundo de radiação ou da condução através de linhas. O ruído do ambiente em que o sistema irá operar é muito importante.
- A capacidade de imunidade inerente ao ruído da família lógica escolhida. Registre-se que as linhas de maior impedância são mais suscetíveis à indução de tensões elevadas de ruídos irradiados.
- Medidas de rejeição do ruído pelo sistema.

Discutamos um pouco mais as várias fontes geradoras de ruído ambiental e de ruído no sistema. Entre os ruídos externos que influem em um sistema, podemos citar: motores elétricos, transmissores de RF, máquinas de solda, máquinas de raios X, disjuntores, lasers pulsados etc. Esses equipamentos emitem interferência eletromagnética (IEM), podendo produzir também distúrbios espúrios nas linhas de alimentação de potência e nos trajetos de terra. Os ruídos externos são caracterizados por sua ocorrência aleatória, gerando transientes de alta energia, que não podem ser facilmente previsíveis. Usualmente, estes ruídos estão acoplados capacitiva ou eletromagneticamente às linhas de sinal, à fonte de alimentação e à terra.

Já o ruído interno ao sistema é gerado normalmente nas linhas de sinal, por acoplamento cruzado capacitivo ou, então, por transitórios de comuta-

ção de corrente, que provocam distúrbios nas linhas de alimentação ou terra. Nas famílias de velocidade ultra-elevada, como a de Lógica por Acoplamento de Emissor (LAE ou ECL), a reflexão resultante do desacoplamento de impedâncias pode ser uma fonte importante de ruído, bem como daquele que se origina da transmissão indevida por meio de portas. Em virtude do próprio projeto destas, e dos tempos de transição ainda relativamente longos, esse tipo de ruído tem hoje pouca importância para os CIs da família CMOS.

Como sugestões para a redução de ruídos quando da utilização de integrados CMOS, podemos enumerar:

a) **Desacoplamento da linha de alimentação** — Nesse caso, a experiência indica a utilização de um resistor série de pequeno valor, seguido de um diodo zener em paralelo com um capacitor, ambos ligados à terra de cada cartão impresso que contenha entre 50 e 100 CIs. Os transientes de alta tensão da fonte de alimentação são usualmente rejeitados. Devemos usar linhas separadas para a alimentação de CIs lógicos de pequena potência, da mesma forma que para circuitos de chaveamento de potências.

b) **Ruído de linha de terra** — Em circuitos com vários componentes de chaveamento de potência, como motores, relés, retificadores, controladores de silício e RCS, as linhas de terra dos CIs lógicos devem ser separadas

dos componentes de chaveamento de alta energia para evitar a formação de laços de terra. As terras dos CIs lógicos devem ser retornadas a um ponto comum. Igualmente, quando se tem alto ganho, as linhas de terra de pequeno sinal devem ser separadas das linhas de terra do sinal de saída, para evitar ruído e também para impedir realimentações indesejáveis.

c) **Ruídos CA nas linhas de entrada do sistema** — Os 60 Hz da rede são uma referência de frequência usada comumente. As dificuldades introduzidas pelas linhas de alimentação podem ser isoladas pelo uso de um transformador ou de um acoplador ótico. Os limitadores a diodo zener também podem ser bastante efetivos. A utilização de disparadores Schmitt CMOS podem moldar as ondas desejadas.

Posto isto, consideremos os parâmetros relacionados com o ruído mais comumente utilizado. Em ordem de importância, o parâmetro mais utilizado é a imunidade a ruído. Antes de definirmos esse parâmetro, é conveniente estabelecer as seguintes grandezas: margem de ruído e a sensibilidade a ruído. Para este fim, vamos nos reportar à figura 1, onde ilustramos a função de transferência entrada-saída de um circuito inversor lógico genérico.

Podemos definir duas margens de ruído — a MR⁰, que corresponde à margem de ruído no valor digital 0, e pode ser calculada pela diferença entre

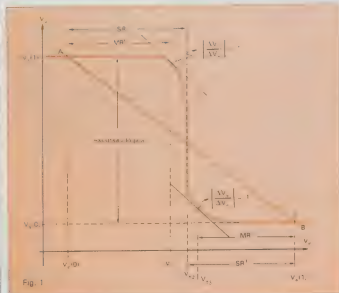


Fig. 1
Função de transferência de um bloco inversor construído com base numa tecnologia genérica.

a tensão de entrada V_{e1} , onde o ganho diferencial tem valor 1, no ponto em que esta tensão mais se aproxima do valor digital 0, e a própria tensão do valor digital $V_d(0)$, ou seja:

$$MR^0 = V_{e1} - V_d(0) \quad (1)$$

Da mesma forma, a margem de ruído no valor digital 1 pode ser dada por:

$$MR^1 = V_e(1) - V_{e3} \quad (2)$$

sendo $V_e(1)$ a tensão associada ao valor digital 1 de entrada, e V_{e3} a tensão em que o ganho diferencial tem valor igual a 1, onde o seu valor estiver mais próximo do valor digital 1. Observe que tanto $V_d(0)$ como $V_e(1)$ são determinadas apenas para um circuito em particular, de modo que as margens de ruídos são calculadas estágio a estágio em um sistema implementado de uma forma determinada. Mesmo quando utilizamos CIs, podemos ter números diferentes de entradas colocadas num dado ponto. Dependendo do feixe de saída do circuito que alimenta esse ponto, teremos um valor de $V_d(0)$ e outro valor de $V_e(1)$. Portanto, as margens de ruído são funções de n o n o, mesmo para uma dada família de CIs. Pode ocorrer, contudo, que, uma vez determinada a margem de ruído mínima para um dado sistema, este fato acarrete uma limitação no número de CIs que podem ser conectados a um nó do sistema mesmo que o FE seja maior do que este número. Pode-se afirmar a mesma coisa sobre $V_d(0)$ e $V_e(1)$.

É muito comum definir-se a margem de ruído de forma simplificada, consi-

derando a entrada do CI em análise e apenas esta entrada conectada a outro CI idêntico, tendo também em sua saída apenas outro integrado similar. Nesse caso, tem-se $V_d(0) = V_e(0)$ e $V_e(1) = V_e(1)$. Outros manuais simplificam ainda mais a definição, tomando para MR^0 diretamente o valor de V_{e1} e para MR^1 diretamente o valor de $V_{e3} - V_{e2}$. Ambas as definições são falhas, pois resultam em uma margem de ruído maior do que a real, podendo diminuir a margem de segurança do sistema a um ponto intolerável. Devemos também chamar a atenção para o fato de que as tensões V_{e1} e V_{e3} foram escolhidas com cuidado. De fato, considerando a tensão de entrada $V_d(0)$ e um impulso a ela sobreposto, e se este impulso não ultrapassar V_{e1} , ele poderá aparecer na saída do inversor, mas estará consideravelmente atenuado. Mas se ultrapassar esse limite, será ampliado consideravelmente na saída e se propagará aos estágios subsequentes. O mesmo pode-se dizer em relação a V_{e3} e $V_e(1)$.

Dentro da mesma linha seguida para as margens de ruído, podemos definir duas sensibilidade a ruído. Reportando-nos ainda à figura 1 podemos definir SR^0 por:

$$SR^0 = V_{e2} - V_d(0) \quad (3)$$

sendo $V_d(0)$ a tensão de entrada associada ao valor digital 0 e V_{e2} a tensão de entrada determinada pela intersecção da curva característica entrada-saída com a reta determinada pela união dos pontos A e B. Neste caso, A é o ponto de operação determinado por

$V_d(0)$ ou valor digital 0 de entrada, e B, o ponto de operação determinado por $V_e(1)$ ou valor digital 1 de entrada. A tensão V_{e2} também está indicada na figura 1. Na mesma linha, a sensibilidade SR^1 é dada por:

$$SR^1 = V_e(1) - V_{e2} \quad (4)$$

As restrições às definições errôneas de margem de ruído que existem nos manuais também valem para as sensibilidades ao ruído.

Enunciadas estas definições, podemos agora estabelecer a imunidade ao ruído pelas seguintes relações:

$$IR^0 = \frac{SR^0}{V_d(1) - V_d(0)} \quad (5)$$

$$e \quad IR^1 = \frac{SR^1}{V_d(1) - V_d(0)} \quad (6)$$

sendo $V_d(1)$ o valor digital 1 de saída e $V_d(0)$ o valor digital 0 de saída. A diferença $V_d(1) - V_d(0)$ é denominada excursão lógica de saída, que também é uma característica específica do circuito lógico. Observemos que, na definição da imunidade a ruído, alguns fabricantes substituem a excursão lógica pela própria tensão de alimentação, o que na família CMOS não é muito grave, pois, normalmente, temos excursão de trilha a trilha. Outros substituem a sensibilidade a ruídos no numerador pela margem de ruídos. Outros, finalmente, definem a imunidade de ruído, que é uma grandeza relativa, de forma completamente errada. Na figura 2, apresentamos as definições dos parâmetros de ruído para o caso de uma porta não inversora.

Continuemos nossa análise da família CMOS, reportando-nos agora à figura 3, onde está delineada a função de transferência entrada-saída de portas inversoras CMOS, com e sem acoplador de saída, em comparação à função de transferência típica de uma porta inversora LTT. De imediato, podemos verificar que a família CMOS possui maior ganho de malha, o que resulta em curvas de transferência mais abruptas. Além disso temos excursões lógicas de trilha a trilha, ou seja, $V_d(0)$ é próxima de 0 e $V_e(1)$ é próxima de 1.

Desses fatores, resultam margens de ruído consideravelmente maiores do que na família LTT. É conveniente, todavia, chamar a atenção para um fator importante, que não é levado em conta nas definições de MR , SR e IR . Como dissemos, circuitos de alta impedância são mais suscetíveis à indução de certas formas de sinais de ruído do que os circuitos de baixa impedância. Sobre este aspecto, a família LTT tem vantagem sobre os CMOS convencion-

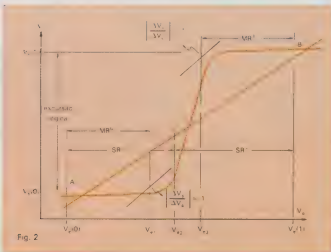


Fig. 2

Definição de parâmetros de ruído para uma porta não inversora.

nais, vantagem que desaparece ou tende a desaparecer nas famílias CMOS de alto desempenho. Na Tabela 3, apresentamos um quadro comparativo desses parâmetros entre diferentes membros das duas famílias.

Até agora comparamos parâmetros de ruídos puramente estáticos. Consideremos a imunidade CA a ruídos, parâmetro que leva em conta tanto a polarização para a comutação, ou seja, a imunidade a ruídos CC vista anteriormente, como a largura do pulso de ruído induzido. Este último é afetado pela faixa passante do CI e, particularmente, pelos tempos de transição de saída. Na figura 4, ilustramos a tensão de rejeição de ruídos em função da característica de largura do pulso de ruído induzido, t_{nr} . Observemos que, devido ao fato dos pulsos induzidos de ruídos serem estreitos em relação ao tempo de transição de saída, a rejeição de tensão de ruído é bastante alta. Quando a largura do pulso de ruído induzido se aproxima da largura de faixa do CI, a curva se horizontaliza, tendendo ao valor da tensão de polarização de chaveamento, ou seja, da margem de ruído correspondente. As curvas de tensão de rejeição de ruído são aplicáveis aos seguintes casos:

- pulsos positivos de ruído, induzidos em linhas de sinal que estão no valor digital 0;
- pulsos negativos de ruído, induzidos em linhas de sinal no valor digital 1;
- pulsos positivos de ruído, induzidos nas linhas de terra;
- pulsos negativos de ruído, induzidos nas linhas de tensão de alimentação positivas.

Curvas do tipo da que é apresentada na figura 4 são utilizadas para indicar a frequência em que o usuário tem desempenho satisfatório de ruído. Elas são úteis no cálculo do desempenho típico em termos da energia de ruído — um parâmetro que leva em conta a impedância existente entre os pontos do circuito em que o ruído é induzido. Dessa forma, ele corrige a definição de parâmetros de ruídos apenas quanto às tensões.

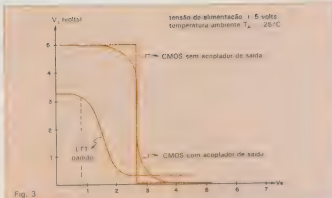


Fig. 3

Função de transferência típica entrada/saída de uma família CMOS comparada com a função de transferência da família LTT

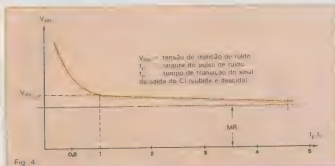


Fig. 4

Curva de tensão de rejeição de ruído em função da largura relativa do pulso induzido

A imunidade à energia de ruído considera a largura do pulso de ruído e a impedância entre os pontos em que ele é introduzido. Em termos de nanojoules, a imunidade à energia do ruído pode ser calculada por:

$$I_{ER} = \frac{V_{rr}^2}{R_0} t_r \quad (7)$$

onde I_{ER} é a imunidade à energia de

ruído em nanojoules; V_{rr} , a tensão de polarização de ruído (margem de ruído) para o chaveamento entre o ponto determinado do circuito e a terra, para uma dada largura do pulso de ruído, em nanossegundos; e R_0 , a impedância em ohms para a terra, no ponto em que o ruído foi induzido. R_0 corresponde virtualmente à impedância de saída do integrado que alimenta o ponto onde ocorreu a indução de ruído.

Parâmetros para a comparação de imunidade a ruído

	LTT	LTT	CMOS	CMOS	HCMOS HCMOS (HC)
Parâmetro	Comum	Baixa potência	5 V	10 V	5 V
Impedância de saída	10 Ω em 0 200 Ω em 1	100 Ω em 0 400 Ω em 1	400 Ω em 0 400 Ω em 1	200 Ω em 0 200 Ω em 1	65 Ω em 0 300 Ω em 1
MR	0,6 em 0 1,2 em 1	0,4 em 0 1,0 em 1	2,5 V em 0 em 1	5 V em 0 em 1	0,7 em 0 2,9 em 1
Corrente necessária para a indução de ruído	100 mA em 0 12 mA em 1	15 mA em 0 3,0 mA em 1	6,25 mA em 0 em 1	25 mA em 0 em 1	20 mA em 0 12 mA em 1

BRASTEK. O SUPER DISTRIBUIDOR DE COMPONENTES ELETRÔNICOS.



**ARNO
ROTRON**

BECKMAN

B Bishop Graphics

C CONSTANTA

SISTEMAS

FAIRCHILD

**GENERAL
INSTRUMENT**

**IBRAPE
ICOTRON**
Tecnologia Semicondutores

molex

MOTOROLA

**NATIONAL
SEMICONDUCTOR
CORPORATION**

SAME INTELCO

UNITRODE

WESTERN DIGITAL

Componentes eletrônicos das mais conceituadas
marcas e com absoluta garantia de origem e qualidade.

Garanta sua imagem através da nossa qualidade.

BRASTEK

Rua Carlos Pinto Alves, 29 - CEP 04630 - São Paulo
SP - Brasil - Telefone (PABX): (011) 543-8477
Telex: (011) 53675 BRTH BR

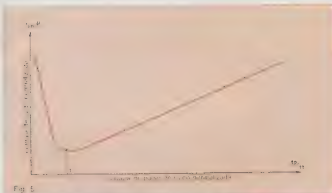


Fig. 5

Curva normalizada da amplitude e energia do ruído em termos de impedância de linha e da largura do pulso de transição.

Tendo em conta os valores de $V_{0\text{ref}}$ e t_r fornecidos para a curva da figura 4, ainda considerando a relação, é possível obter a curva normalizada da figura 5. Nesta, podemos verificar que o mínimo da curva ocorre em $t_r/t_r = 1$ e esse mínimo pode ser um parâmetro de comparação entre curvas semelhantes de diferentes famílias de CIs. Na figura 6, apresentamos um circuito para o levantamento da imunidade à energia do pulso de ruído. Este é induzido através do capacitor C e do resistor R , podendo-se considerar um circuito de indução equivalente ao apresentado na figura 7. Nesta, temos a tensão de linha V_L , a impedância de linha R_L , a capacitância parasitária de linha C_L . Para calcular o comportamento de V_L com o tempo, devemos considerar as correntes e as tensões nos ramos do circuito da figura 7. Assim procedendo, temos:

$$Ri = \frac{1}{C} \int dt + V_L = V \quad (8)$$

$$I = I_1 + I_2 = \frac{V}{R_L} + C_L \frac{dV_L}{dt} \quad (9)$$

substituindo 8 e 9 obtemos:

$$\begin{aligned} & \left(V_L \left[\frac{R}{R_L} + \frac{C}{C} + 1 \right] \right) + \frac{1}{CR_L} \left(V_L \frac{dV_L}{dt} + \right) \\ & + \frac{1}{C_L R} \left(\frac{dV_L}{dt} \right) = V \quad (10) \end{aligned}$$

A equação integral diferencial (10) admite uma solução do seguinte tipo:

$$V_L = A + B e^{-\alpha t} + C e^{-\beta t} \quad (11)$$

onde, no caso de indução de ruído, podemos admitir que para $t = 0$ temos $V_L = 0$ (linha no valor digital 0) e para $t = \infty$ também $V_L = 0$. Daí concluímos que $A = 0$ e $B = -C$, de modo que a equação pode ser reescrita como:

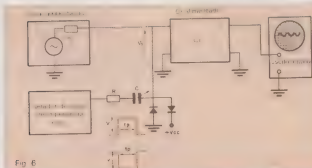


Fig. 6

Circuito para a definição dos gráficos da imunidade a energia de ruído em função da largura de pulso de ruído.



Curso Magistral em ELETRÔNICA Instituto Nacional CIÊNCIA

TODA A ELETRÔNICA EM UM SO CURSO MAGISTRAL

Você receberá em 40 semanas, mais os Prêmios ao Graduado, topografia, Matemática, Física, Química, Inglês, Português, História, Geografia, Filosofia, Sociologia, Artes, Esportes, Música, Dança, Teatro, Cinema, Rádio, TV, Vídeo, Computador, Internet, e muito mais. Tudo isso em um único curso, com a garantia de uma formação técnica-profissional.

NOVO MÉTODO M.A.S.T.E.R. COM MULTIPRÁTICA EM CASA

O Instituto Nacional CIÊNCIA incorporou o Método MASTER com total segurança e validade, permitindo em seu Lar com os Textos e Equipamentos de MULTIPRÁTICA EM CASA, a um opcional e válido TREINAMENTO PROFISSIONALIZANTE FINAL.

TODO GRADUADO DE TÉCNICO EM ELETRÔNICA SUPERIOR TERÁ RECEBIDO

1. SUPER KIT Experimental GIGANTE para experimental, progressivamente 20 Aparelhos Eletrônicos, mais 3 Instrumentos Exclusivos (En-Caixa), Medidores, não Poluídos, com todos os Materiais necessários para "tudo" funcionar, montados por você mesmo!!!
2. 40 Formas de Onda.
3. Laboratório para Pánel Placas de C.I.
4. Reprodutores de som - Autômatas e Tweeters.
5. Gravador K.T.F. 7 Trilhas Châssis pré-gravados.
6. Gerador de AF e RF, com Garantia de Fábrica.
7. TV a Cor, completo.
8. Gerador de Barras para TV, com Garantia de Fábrica.
9. Multímetro Digital, com Garantia de Fábrica.

BENEFÍCIOS EXCLUSIVOS

Em forma de bônus, no Brasil, você poderá capacitar-se em eletrônica com o mais completo e moderno Material Didático.

O vasto e completo Equipamento que entregamos, mais os importantes Textos e Manuais Profissionais, e de Empresas do CERA — GENERAL, ELETTRIC — GERTERSON — HAGA — HAFAG — MEGA — BRAS — MOTOROLA — PHILCO — PHILIPS — RCA — SANYO — SHARP — SIEMENS — SONY — TELEMAR — TEXAS — TOSHIBA — WESTINGHOUSE — e outros, mais os livros TEMA-TEMA, Guias Técnicos, FÁBRIAS e Manuais, Tópicos, Guias, diversos, mais as BOLSAS DE ESTUDO COMPLETAS de Especialização para nossos Graduados, com Estágios em Empresas e no CERA.

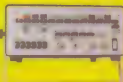
Esta OBRA EDUCACIONAL é uma realidade graças ao apoio e respeito que importantes instituições, Empresas e Colaboradores Técnicos buscam com todo empenho a CIÊNCIA, pelo sócio prestígio e ganho em base a cumprimento, ideias de serviço e autentica responsabilidade.



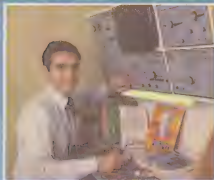
A CARREIRA TÉCNICA PARA AMBOS SEXOS COM MAIOR FUTURO

ELETRÔNICA

RÁDIO — ÁUDIO — TV — VÍDEOCASSETES — INSTRUMENTAL — PROJETOS ELETRÔNICOS —
FABRICAÇÃO DE APARELHOS: CIRCUITOS IMPRESSOS, PAINÉIS E INSTRUMENTOS
ELETRÔNICOS — MICROONDAS — RADAR — ELETRÔNICA INDUSTRIAL — MICRO-
PROCESSADORES — COMPUTAÇÃO — DIREÇÃO DE OFICINA TÉCNICA, ETC.



Tudo para VOCÊ



**GARANTIA EXCLUSIVA
DE QUALIDADE
DE ENSINO**

Você recebe uma
GARANTIA DE QUALIDADE DE ENSINO,
em seu nome, Registrada no
5.º Cartório de Títulos e Documentos
de São Paulo, sob N.º 191.663.

Instituto Nacional CIÊNCIA

Para solicitações **PESSOALMENTE**
R. DOMINGOS LEME, 289
Vila Nova Conceição - CEP 04510 - SÃO PAULO

COM INTENSO TREINAMENTO PROFISSIONALIZANTE FINAL
ESPECIAL

Para maior informação remeter este
cupom e o atendimento será imediato

**SOLICITO GRÁTIS O GUIA PROGRAMÁTICO
DO CURSO MAGISTRAL EM ELETRÔNICA**

Para mais rápido atendimento solicitar pela
Caixa Postal 19.119 - CEP 04599 - São Paulo

Nome: _____ Idade: _____

Endereço: _____

Cidade: _____ Estado: _____

CEP: _____

NE-104

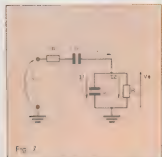


Fig. 2. Circuito equivalente de indução de ruído

$$V_g = B (e^{-E t} - e^{-D t}) \quad (12)$$

Derivando essa equação (12), podemos escrever:

$$C_p R \frac{dV_g}{dt} = B C_p R (E e^{-E t} - D e^{-D t}) \quad (13)$$

A relação (13) corresponde ao termo c da relação 10. No instante $t = 0$, os dois capacitores comportam-se como curto-circuitos, devido ao transitório e, por isso, o termo c da relação (10) corresponderá à corrente i, que, no instante $t = 0$, é dada por V_g/R . Deste modo, podemos escrever o seguinte sobre a relação (13):

$$B C_p R (E - D) = \frac{V_g}{R} \text{ ou}$$

$$B = \frac{V_g}{C_p R (E - D)} \quad (14)$$

Tomando novamente a relação (12) e integrando-a, obtemos o termo b da relação (10):

$$\frac{1}{C R_0} \int V_g dt = \frac{B}{C R_0}$$

$$\left(\frac{e^{-E t}}{E} - \frac{e^{-D t}}{D} \right) + K_1 \quad (15)$$

sendo K_1 uma constante de integração. Como o resultado da integral acima, representado pelo termo b da equação (10), é a tensão no capacitor C_0 , e como esta tensão para $t \rightarrow \infty$ é igual a V_g , podemos colocar $K_1 = V_g$. Com isso, a relação (15) pode ser reescrita como:

$$\frac{1}{C R_0} \int V_g dt = \frac{B}{C R_0}$$

$$\left(\frac{e^{-E t}}{E} - \frac{e^{-D t}}{D} \right) + V_g \quad (16)$$

Substituindo (12), (13) e (16) na relação (10), obtemos:

$$\left(\frac{R}{R_0} + \frac{C_p}{C} + 1 \right) (e^{-E t} - e^{-D t}) + \frac{1}{C R_0}$$

$$\left(\frac{e^{-E t}}{E} - \frac{e^{-D t}}{D} \right) + C_p R_0 E e^{-E t} - D e^{-D t} = 0$$

ou, reagrupando

$$\left(\frac{R}{R_0} + \frac{C_p}{C} + 1 - \frac{1}{C R_0} \cdot \frac{1}{D} - C_p R_0 D \right)$$

$$e^{-D t} = \left(\frac{R}{R_0} + \frac{C_p}{C} + 1 - \frac{1}{C R_0 E} - C_p R_0 E \right) e^{-E t} \quad (17)$$

Da relação (17) é possível tirar algumas conclusões. Primeiro, para $t = 0$ devemos ter o seguinte:

$$\frac{1}{C R_0 D} + C_p R_0 D = \frac{1}{C R_0 E} + C_p R_0 E \text{ ou}$$

$$\frac{1}{C R_0} \left(\frac{1}{E} - \frac{1}{D} \right) = C_p R_0 (D - E)$$

Se $E \neq D$, como deve ser na prática, chegamos a:

$$E D = \frac{1}{C C_p R R_0} \quad (18)$$

Observamos também na relação (17) que, sendo $E \neq D$, para que a igualdade se mantenha, devemos ter os coeficientes das exponenciais iguais a zero, então temos

$$C_p R_0 D + \frac{1}{C R_0} \left(\frac{R}{R_0} + \frac{C_p}{C} + 1 \right) = 0$$

Essa mesma relação ocorre no par E. Rearranjando os termos, obtemos

$$D = \frac{(R C + R_0 C_p + R_0 C_1)}{R_0 R C C_1} D +$$

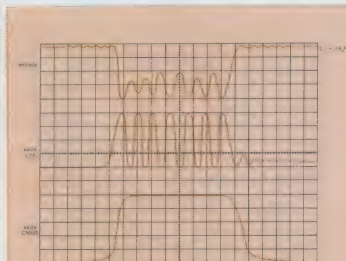


Fig. 8

Instabilidades constatáveis no sinal de entrada são transmitidas e ampliadas pela família LTT, enquanto nas famílias CMOS são totalmente eliminadas.

$$+ \frac{1}{R_c R C C_o} = 0 \quad (19)$$

A relação (19) é uma equação do 2º grau, cujas raízes fornecerão os valores de D e E. Se admitirmos que $R_c C < R C_o$ (o que é verdade), na prática podemos escrever:

$$D = \frac{1}{RC} \text{ e } E = \frac{(R + R_o)}{C_c R R_o} \quad (20)$$

Da relação (14) e da (20) podemos chegar ao valor de B, que é dado por:

$$B = \left(\frac{R}{R_c} + 1 - \frac{C_o}{C} \right) V$$

Assim, podemos finalmente escrever:

$$V_s = \underbrace{\left(\frac{R}{R_c} + 1 - \frac{C_o}{C} \right)}_{(a)} V \underbrace{\left(e^{-\frac{t}{RC}} - e^{-\frac{(R+R_o)t}{C_c R R_o}} \right)}_{(b)} \quad (21)$$

Observe que, se $C(R + R_o) > C_o R_o$, temos o coeficiente (a) positivo. Daí podemos escrever que $RC > C_o R_o / (R + R_o)$.

e que o termo b da relação (21) é sempre positivo. Se $C(R + R_o) < C_o R_o$, o termo a é negativo e $RC < C_o R_o / (R + R_o)$ e o termo b também será negativo, resultando daí que V_s é sempre de variação positiva. A energia do pulso é toda dissipada em R_o , de modo que podemos escrever:

$$E_s = \int_0^{t_{max}} \frac{V_s^2}{R_o} dt \quad (22)$$

Tendo-se V_s dado pela expressão (21), essa energia pode ser calculada em termos de V e t_{max} . Um aspecto interessante consiste em calcular o máximo de V_s e igualar este máximo à margem de ruído. No máximo, temos:

$$\frac{dV_s}{dt} = 0 \text{ ou } \frac{1}{RC} e^{-\frac{t}{RC}} + \frac{(R + R_o)}{C_o R R_o} e^{-\frac{(R+R_o)t}{C_c R R_o}} = 0$$

E daí:

$$\exp \left\{ t_{max} \left[\frac{1}{C_o R} \left(\frac{R}{R_c} + 1 - \frac{C_o}{C} \right) \right] \right\} =$$

$$= \frac{C(R + R_o)}{C_o R_o}$$

Portanto,

$$t_{max} = \frac{1}{C_o R} \left(\frac{R}{R_c} + 1 - \frac{C_o}{C} \right) \left[\frac{C(R + R_o)}{C_o R_o} \right] \quad (23)$$

Embora complicadas, essas expressões podem ser computadas numericamente, tornando possível a definição das curvas das figuras 4 e 5. Caso se considere V_s constante e igual a V_{pm} , obtém-se na relação (22) a forma simplificada da relação (7).

Concluindo nossas considerações sobre o ruído, vale assinalar que o maior tempo de atraso intrínseco à família CMOS, somado à sua maior estabilidade dinâmica, permite a ela eliminar oscilações de alta frequência e reverberações (ringing) que ocorrem nos integrados de maior velocidade da família LTT. Na figura 8, temos a tela de um osciloscópio mostrando de forma explícita a eliminação dessas oscilações na família CMOS em comparação com o comportamento típico da família LTT. ●

DESSOLDAR JÁ FOI PROBLEMA.



SUPOORTE PARA FERRO DE SOLDAR
COM ESPONJA VERDE.



COM SUPOORTE PARA FERRO DE SOLDAR E SUAS PONTAS DE SOLDAR
E SUAS PONTAS DE SOLDAR (PONTAS DE SOLDAR).

Modelo 1210 é utilizado para soldar e desoldar
componentes de circuitos eletrônicos.

Modelo 1210

Modelo 1210



EQUIPAMENTOS E ACCESSÓRIOS EM ELETRÔNICA

Indústria de Equipamentos Eletrônicos S.A.
Rua dos Artífices, 100 - Jd. Santa Helena
13.130-000 - Jd. Santa Helena - SP

Alarme antiarrombamento

Este alarme atua na abertura de portas ou janelas, necessitando apenas de um rápido contato em um sensor externo, quando permanece alguns minutos soando e então desliga-se automaticamente, pronto para ser disparado mais uma vez. Tenho um protótipo em uso, com ótimo desempenho.

Operação — C12 é um temporizador 555 montado em sua configuração monoestável, sendo disparado por um nível alto em seu pino 5 (veja a fig. 1). O tempo desse monoestável é dado por:

$$t = 1,1 \cdot R10 \cdot C3$$

onde R10 é dado em ohms, C3, em farads e t, em segundos. Enquanto permanece com sua saída (pino 3) em nível baixo, mantém C11 (outro 555, mas em configuração astável) na condição de *reset*. Ao ser disparado, C12 libera o funcionamento de C11, que vai oscilar, modulando a oscilação de Q2 e produzindo o som de alarme, amplificado por Q3 e Q4. Quando vence o tempo do monoestável, C11 sofre um novo *reset* e o som do alarme é cortado, ficando C12

pronto para ser novamente disparado, com um pulso ascendente no pino 5.

O transistor Q2 é um unijunção que, devido à configuração de montagem, gera uma frequência em torno de 1 kHz, modulada por C11 através do transistor Q1. O plugue de segurança é do tipo monofônico, para áudio, ligado ao circuito através de seus contatos NF (normalmente fechados). Ao introduzir o pino, estaremos desligando o alarme da alimentação, para que possamos abrir a porta (ou janela) sem disparar o sistema (fig. 2a). CH1 é uma chave simples, tipo liga/desliga, enquanto o sen-

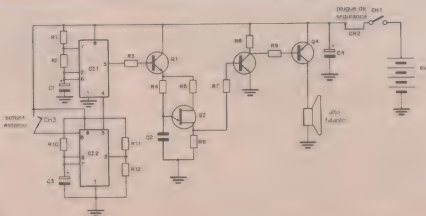


Fig. 1

INTERRUPTORES PARA PAINEL



DESENVOLVIDOS PARA INSTALAÇÕES EM PAINÉIS ELÉTRICOS,
APARELHOS ELETRÔNICOS, ELETRODOMÉSTICOS,
INDÚSTRIAS AUTOMOBILÍSTICAS, ETC.

- Corpo, Tacta ou Alavanca em 6 cores opcionais
- Interruptores Simples (Liga-Desliga)
- Interruptores Reversores
- Micro Chaves Inversoras



MAR-GIRIUS CONTINENTAL INDÚSTRIA DE CONTROLES ELÉTRICOS LTDA.

MATRIZ: CEP 13.600 — Av. Vicente Zini, 665 — Porto Ferreira — SP — Brasil — Fone: (0195) 84.3262 — Telex PF (019) 2544 MGCI BR
FILIAL (Desto. Comercial) — CEP 03150 — R. Mano Dutra, 119 — S. Paulo — SP — Brasil — Fone: (011) 914.1366 — Telex SP (011) 24076 MGCI BR

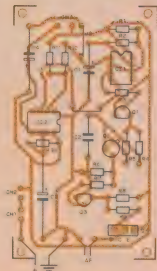
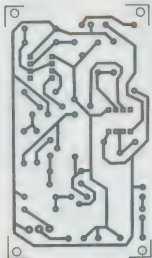
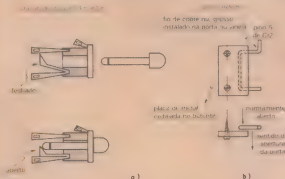
sor externo (CH3) deve ser instalado na porta ou janela a ser protegida, permanecendo aberto e só fazendo um contato momentâneo ao se abrir essa porta ou janela. Veja detalhes da montagem na figura 2b. Devido ao ínfimo gasto em repouso, pode-se alimentar o circuito com quatro pilhas médias, totalizando 6 V.

Relação de componentes

R1 R11 R12 100 k Ω
R2 - 47 k Ω
R3 - 1 k Ω
R4 - 10 k Ω
R5 RV - 220 Ω
R6 RB - 470 Ω
R9 100 Ω
R10 8,2 M Ω
C1 4,7 μ F 16 V (eletrolítico)
C2 0,1 μ F (aproximado)
C3 22 μ F 16 V (eletrolítico)
C4 100 μ F 16 V (eletrolítico)
Q1 Q3 BC547
Q2 2N2646
Q4 BD140
CH1, CH2 - 555
Amp. falante 8 ohms
CH1 - buzzer tipo de 50 gpa
CH2 - buzzer de choque de segurança
CH3 - sensor externo (ver texto)
Quatro pilhas de 1,5 V
Obs.: Todos os resistores de 1/4 W

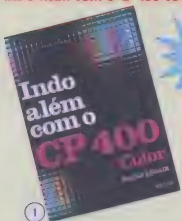
Montagem — O circuito impresso que projetei para o meu protótipo está na figura 3. A montagem é simples, devendo-se apenas tomar cuidado com a soldagem dos CIs e transistores e com a polaridade dos eletrolíticos. É mais conveniente montar tudo numa mesma caixa (circuito e alimentação), deixando de fora somente CH2 e CH3.

Atenção: Toda idéia publicada nesta seção dá direito a uma assinatura, por um ano, da Nova Eletrônica. Se você já for assinante, a publicação vai lhe garantir a renovação por mais um ano. Envie seu circuito acompanhado por um texto de no máximo duas páginas. Em cada edição divulgaremos uma das idéias recebidas.



2 GRANDES LANÇAMENTOS

INDO ALÉM COM O CP 400 COLOR



APENAS
Cr\$ 48.000

DICIONÁRIO ESSENCIAL DE ELETRÔNICA



APENAS
Cr\$ 20.000

Um livro dedicado à exploração de alguns dos inúmeros recursos desse versátil micro. Numa linguagem clara e direta, são apresentados e discutidos vários aspectos únicos do CP 400, envolvendo recursos de programação, de vídeo, de utilização de fita cassete e disco. Ao todo, são 21 programas independentes e modulares, que podem tanto ser executados isoladamente como agrupados para formar novas aplicações. Um livro indispensável para quem deseja tirar o máximo proveito de seu equipamento.

Reunindo os termos mais empregados em informática, telecomunicações, áudio, microeletrônica e outras áreas afins, esse dicionário de bolso contém cerca de 1 000 verbetes e 50 ilustrações, totalmente atualizados na técnica e na terminologia. Ideal para os profissionais e estudantes de eletrônica, como fonte de consultas rápidas e, também para leigos e autodidatas, como apoio para compreender melhor livros e revistas especializadas. Um livro da série Biblioteca Nova Eletrônica.

ADQUIRA-OS SEGUINDO AS INSTRUÇÕES ABAIXO

ASSINALE:

- ☐ Cr\$ 48.000 (1)
☐ Cr\$ 20.000 (2)
☐ Cr\$ 60.000

OFERTA VÁLIDA APENAS P.O. BRASILEIRO

Em anexo estou remetendo a importância de Cr\$ _____
em Cheque N° _____ c/ Banco _____
ou Vale Postal N° _____ (enviar à Agência Central SP) para pagamento do(s) livro(s)
assinado(s) ao lado, que me será(ão) remetido(s) pelo correio
Cheque ou Vale Postal, pagável em São Paulo, a favor de
EDITELE - Editora Técnica Eletrônica Ltda
Caixa Postal 30.141 - 01000 - São Paulo - SP
Não trabalhamos com reembolso postal

Nome _____
Endereço _____
Bairro _____ CEP _____
Cidade _____ Estado _____

(Se não quiser destacar esta folha, pode enviar xerox com os dados completos)

PREÇOS
VÁLIDOS ATÉ 31/12/85

DESCUENTO
ESPECIAL
NA COMPRA
DOS DOIS
LIVROS

O conceito de sensibilidade

Cálculo da sensibilidade, alteração dos parâmetros e sensibilidade do ganho da rede ativa são os principais temas abordados neste artigo que conclui a série sobre filtros

A sensibilidade de um parâmetro em relação a um dado elemento da rede é sempre igual ou inferior à unidade (em termos absolutos). Quando este valor equivale a 1, a interpretação física do fenômeno corresponde à afirmação de que uma variação de 1% no componente considerado acarreta uma alteração de exatamente 1% no parâmetro em estudo. A título de exemplo, suponhamos que o pólo de uma função bilquadrática (Q_p) seja dependente de R_1 , R_3 , R_4 , C_1 , C_3 e C_4 , segundo a relação:

$$Q_p = \frac{R_3 C_3}{\sqrt{R_1 R_4 C_1 C_4}}$$

Se por uma razão qualquer, o resistor R_3 desviar-se +1% de seu valor nominal, passando a $R_3 = 1,01 \times 4k\Omega$, observamos facilmente que o novo valor do pólo (Q_p) corresponderá ao pólo anterior multiplicado pelo fator 1,01 ($Q_p = 1,01 Q_{p0}$), ou, em outras palavras, este também foi alterado de +1%. Isto significa, portanto, que a sensibilidade do pólo relativamente a R_3 é unitária (e positiva).

$$S_{R_3}^{Q_p} = +1$$

Já uma alteração de +1% em R_1

($R_1 = 1,01 R_1$) implica uma variação de apenas -0,5% no pólo. Deste modo, teremos o seguinte valor para Q_p :

$$Q_p = \frac{R_3 C_3}{\sqrt{1,01 R_1 R_4 C_1 C_4}} = 0,995 \frac{R_3 C_3}{\sqrt{R_1 R_4 C_1 C_4}} = 0,995 Q_{p0}$$

Em consequência, a sensibilidade do pólo devida a R_1 corresponde a -0,5:

$$S_{R_1}^{Q_p} = -0,5$$

Observemos que a relação apresentada inicialmente pode ser descrita de forma alternativa, através da representação abaixo:

$$Q_p = R_3^{+1} \cdot C_3^{+1} \cdot R_1^{-0,5} \cdot R_4^{-0,5} \cdot C_1^{-0,5} \cdot C_4^{-0,5}$$

Se atentarmos para os expoentes dos componentes R_3 e R_1 , observamos que os mesmos são constituídos por valores idênticos às sensibilidades já calculadas (+1 e -0,5, respectivamente). De fato, constata-se que tal fenômeno é extensivo aos demais componentes (a sensibilidade de Q_p relativamente a C_1 vale -0,5, $S_{C_1}^{Q_p} = +1$

etc.). Genericamente, poderíamos afirmar que para um dado parâmetro J , dependente dos componentes A , B e C , como indica a expressão:

$$J = A^m \cdot B^n \cdot C^p$$

obteríamos os seguintes valores de sensibilidade:

$$S_A^J = m \quad S_B^J = n \quad S_C^J = p$$

Alteração de parâmetros por variações em mais de um elemento — Suponhamos que o parâmetro J (que simboliza um zero, um pólo, uma frequência de zero ou de pólo) seja caracterizado por uma variação unitária ($\Delta J/J$) resultante da somatória de uma série de desvios parciais, sendo cada um deles devido a um elemento (componente) em particular.

$$\frac{\Delta J}{J} = \frac{\Delta J_{\text{parcial } 1}}{J} + \frac{\Delta J_{\text{parcial } 2}}{J} + \frac{\Delta J_{\text{parcial } 3}}{J} + \dots$$

Sabemos que a sensibilidade do parâmetro J em função do componente Z (qualquer) é dada por:

$$S_Z^J = \frac{\Delta J/J}{\Delta Z/Z}$$

Assim, a variação unitária de J causada unicamente por alterações no componente Z ($\Delta J_{\text{parcial } Z}/J$) é descrita pela definição abaixo:

$$\frac{\Delta J_{\text{parcial } Z}}{J} = S_Z^J \frac{\Delta Z}{Z}$$

Portanto, quando diversos elementos colaboram para o estabelecimento de desvios no parâmetro J (por exemplo, os componentes X , Y , Z etc.), torna-se válida a seguinte expressão:

$$\frac{\Delta J}{J} = \left[S_X^J \frac{\Delta X}{X} + S_Y^J \frac{\Delta Y}{Y} + S_Z^J \frac{\Delta Z}{Z} + \dots \right]$$

Vamos denominar os termos $\Delta X/X$, $\Delta Y/Y$ e $\Delta Z/Z$ de "variabilidades" de X , Y e Z , respectivamente. Assim, a **variabilidade** de um elemento corresponderá simplesmente à **variação** unitária do mesmo em função das alterações em suas características: tolerâncias de fabricação, mudanças de comportamento em função da temperatura, envelhecimento e outras.

Sensibilidade do ganho da rede ativa — Um circuito ativo (biquad único, a título de exemplo) projetado para de-

sempenhar a tarefa de um filtro, proporcionará um certo ganho em determinadas frequências, atenuando as demais. Este ganho, todavia, pode variar em torno de um dado valor, considerando-se que, na relação biquadrática correspondente à função de transferência da rede, tanto Q_p , Q_z , ω_p ou ω_z (os parâmetros que a constituem) sofrem desvios, como já observamos.

A sensibilidade do ganho (SG) é descrita como sendo o deslocamento deste (em decibéis) dividido pela variação unitária em um parâmetro ($\Delta Q_p/Q_p$, $\Delta Q_z/Q_z$, $\Delta \omega_p/\omega_p$ ou $\Delta \omega_z/\omega_z$). Desta forma, tem-se genericamente:

$$SG(A) = \frac{\Delta \text{ganho}}{\frac{\Delta A}{A}}$$

E, para os quatro parâmetros acima:

$$SG(Q_p) = \frac{\Delta \text{ganho}}{\Delta Q_p} \quad SG(Q_z) = \frac{\Delta \text{ganho}}{\Delta Q_z}$$

$$SG(\omega_p) = \frac{\Delta \text{ganho}}{\Delta \omega_p} \quad SG(\omega_z) = \frac{\Delta \text{ganho}}{\Delta \omega_z}$$

Como o ganho depende da função biquadrática como um todo, cada parâmetro é responsável por uma parcela

de contribuição na variação total (Δganho , total). Disposições convenientemente, as quatro sensibilidades ora obtidas ($SG(Q_p)$, $SG(Q_z)$, $SG(\omega_p)$, $SG(\omega_z)$), nos auxiliam na apresentação da expressão que determina o desvio de ganho total, através da soma dos deslocamentos individuais:

$$\begin{aligned} \Delta \text{ganho, total} = & \left[SG(Q_p) \cdot \frac{\Delta Q_p}{Q_p} \right] + \\ & + \left[SG(Q_z) \cdot \frac{\Delta Q_z}{Q_z} \right] + \left[SG(\omega_p) \cdot \frac{\Delta \omega_p}{\omega_p} \right] + \\ & + \left[SG(\omega_z) \cdot \frac{\Delta \omega_z}{\omega_z} \right] = [\Delta \text{ganho, } Q_p] + \\ & + [\Delta \text{ganho, } Q_z] + [\Delta \text{ganho, } \omega_p] + \\ & + [\Delta \text{ganho, } \omega_z] \end{aligned}$$

Lembrando que $\Delta Q_p/Q_p$, $\Delta Q_z/Q_z$, $\Delta \omega_p/\omega_p$ e $\Delta \omega_z/\omega_z$ são expressões equivalentes, cada qual a:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta Q_z}{Q_z} = & S_x^Q \cdot \frac{\Delta X}{X} + S_y^Q \cdot \frac{\Delta Y}{Y} + \\ & + S_z^Q \cdot \frac{\Delta Z}{Z} + \dots \\ \frac{\Delta Q_z}{Q_z} = & S_x^Q \cdot \frac{\Delta X}{X} + S_y^Q \cdot \frac{\Delta Y}{Y} + \\ & + S_z^Q \cdot \frac{\Delta Z}{Z} + \dots \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{\Delta \omega_p}{\omega_p} = & S_x^\omega \cdot \frac{\Delta X}{X} + S_y^\omega \cdot \frac{\Delta Y}{Y} + \\ & + S_z^\omega \cdot \frac{\Delta Z}{Z} + \dots \\ \frac{\Delta \omega_z}{\omega_z} = & S_x^\omega \cdot \frac{\Delta X}{X} + S_y^\omega \cdot \frac{\Delta Y}{Y} + \\ & + S_z^\omega \cdot \frac{\Delta Z}{Z} + \dots \end{aligned}$$

Concluimos que a variação no ganho depende essencialmente da sensibilidade do mesmo frente a cada um dos parâmetros envolvidos, da sensibilidade destes parâmetros em relação aos componentes formadores da rede ativa e, finalmente, da variabilidade dos elementos.

Analisando sob outro enfoque, podemos afirmar que o desvio do ganho é influenciado não somente pela configuração da rede ativa (disposição dos componentes), pelo fato de depender da sensibilidade dos parâmetros ($S_{\text{componente}}^{\text{parâmetro}}$), mas também pela função de transferência, uma vez que entra em jogo a sensibilidade do ganho ($SG(\text{parâmetro})$). Ele (o desvio) pode também ser afetado pela qualidade dos componentes introduzidos (variabilidade dos elementos).

Os exemplos práticos a seguir clari-

MINI/BUS, Q/PAC E MICRO/Q. TRÊS PEQUENAS GRANDES IDÉIAS DA ROGERS COSELBRA.



- ① **Q/Pac.** Substituindo trilhas de alimentação e os capacitores de desacoplamento, o Q/Pac possibilita aumentar a densidade da placa do Circuito Impresso reduzindo a complexidade das placas multicamadas com menor nível de ruído.
- ② **Mini/Bus.** É uma barra de distribuição de alimentação sem capacitor interno. Elimina o problema da queda de tensão ao longo das placas e ainda possibilita substituir até 50% dos capacitores de desacoplamento.
- ③ **Micro/Q.** Capacitor para desacoplamento, que montado por baixo do Circuito Integrado e sem utilizar trilhas de Circuito Impresso, reduz o nível de ruído de 8 a 10 vezes em relação ao capacitor convencional.



**ROGERS
COSELBRA**

ficam tais considerações; antes, porém, examinemos como é feito o cálculo da sensibilidade do ganho em razão da alteração dos parâmetros da função biquadrática.

Determinação da sensibilidade do ganho — Quando partimos de uma função de transferência biquadrática genérica, as sensibilidades do ganho de cada um dos parâmetros que a constituem (pólo, zero, frequências de pólo e zero) podem ser obtidas através das equações contidas no Quadro 1, onde ω corresponde à frequência de operação. Em consequência, ao definirmos uma dada sensibilidade ou quando calculamos o desvio de ganho, estamos considerando que os mesmos estão sendo estimados para uma frequência determinada.

Exemplos aplicativos — Desejamos implementar uma rede ativa destinada à execução da função de transferência abaixo:

$$\frac{V_{\text{saída}}}{V_{\text{ent}}} = \frac{s^2 + 225}{s^2 + 0,68s + 25}$$

com base no princípio de que uma dada configuração, elaborada através de um amplificador operacional, quatro resistores (R_1, R_2, R_3, R_4) e quatro capacitores (C_1, C_2, C_3, C_4), seja representável pela relação que se segue:

$$\frac{V_{\text{saída}}}{V_{\text{ent}}} = \frac{s^2 + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{s^2 + \frac{1}{R_3 C_3} s + \frac{1}{R_1 R_4 C_3 C_4}}$$

Assumamos também que cada componente, por uma combinação de efeitos (temperatura, tolerância de fabricação, degradação etc.), desvie-se de sua magnitude nominal de $\pm 5\%$. Com base nessas premissas, calculemos as sensibilidades do ganho relativas a cada parâmetro da função biquadrática na frequência de 2 Hz ($\omega = 12,6$ rad/s); as sensibilidades a cada um dos componentes pertencentes ao circuito e, no

final, o desvio do ganho para a mesma frequência fixada acima.

O primeiro passo consiste na identificação dos parâmetros, extraídos da igualdade abaixo:

$$\frac{V_{\text{saída}}}{V_{\text{ent}}} = \frac{s^2 + \frac{\omega_z^2}{Q_z}}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \frac{\omega_p^2}{Q_p^2}} = \frac{s^2 + 225}{s^2 + 0,68s + 25}$$

Deste modo, associamos a ω_z a frequência angular de 15 rad/s e a Q_z um valor infinitamente elevado, devido à ausência do termo em s no numerador. Quanto ao denominador da função, temos que $\omega_p = 5$ e $Q_p = 8,33$.

As sensibilidades do ganho resultam (tendo-se por base as fórmulas apresentadas no Quadro 1):

$$SG(\omega_z) = 8,686 \cdot \left[\frac{2}{1 - \frac{(12,6)^2}{(15)^2}} \right] = 59,01 \text{ dB}$$

$$SG(Q_z) = 8,686 \cdot 0 = 0 \text{ dB}$$

$$SG(\omega_p) = 2 \cdot \left[\frac{1 - \frac{(12,6)^2}{(5)^2}}{\left[1 - \frac{(12,6)^2}{(5)^2} \right]^2 + \left[\frac{12,6}{5 \cdot 8,33} \right]^2} + \frac{\left[\frac{12,6}{5 \cdot 8,33} \right]^2}{\left[1 - \frac{(12,6)^2}{(5)^2} \right]^2 + \left[\frac{12,6}{5 \cdot 8,33} \right]^2} \right] = -8,686$$

$$= SG(\omega_p) = 3,21 \text{ dB}$$

$$SG(Q_p) = 8,686 \cdot \frac{\left[\frac{12,6}{5 \cdot 8,33} \right]^2}{\left[1 - \frac{(12,6)^2}{(5)^2} \right]^2 + \left[\frac{12,6}{5 \cdot 8,33} \right]^2} = SG(Q_p) = 0,03 \text{ dB}$$

As sensibilidades de cada componente são estabelecidas aplicando-se o método já conhecido. Perceba que as mesmas independem da função:

$$\frac{V_{\text{saída}}}{V_{\text{ent}}} = \frac{s^2 + 225}{s^2 + 0,68s + 25}$$

sendo vinculadas única e exclusivamente às características do circuito, descritas pela expressão já exposta:

$$\frac{V_{\text{saída}}}{V_{\text{ent}}} = \frac{s^2 + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{s^2 + \frac{1}{R_3 C_3} s + \frac{1}{R_1 R_4 C_3 C_4}}$$

decorrendo, portanto:

$SG(\omega_z) = 8,686 \cdot \frac{2 \left[\frac{1 - \frac{\omega^2}{\omega_z^2}}{\left[1 - \frac{\omega^2}{\omega_z^2} \right]^2 + \left[\frac{\omega}{\omega_z Q_z} \right]^2} \right]}{\left[1 - \frac{\omega^2}{\omega_z^2} \right]^2 + \left[\frac{\omega}{\omega_z Q_z} \right]^2}$	decibéis
$SG(Q_z) = 8,686 \cdot \frac{\left[\frac{\omega}{\omega_z Q_z} \right]^2}{\left[1 - \frac{\omega^2}{\omega_z^2} \right]^2 + \left[\frac{\omega}{\omega_z Q_z} \right]^2}$	decibéis
$SG(\omega_p) = 8,686 \cdot \frac{2 \left[\frac{1 - \frac{\omega^2}{\omega_p^2}}{\left[1 - \frac{\omega^2}{\omega_p^2} \right]^2 + \left[\frac{\omega}{\omega_p Q_p} \right]^2} \right]}{\left[1 - \frac{\omega^2}{\omega_p^2} \right]^2 + \left[\frac{\omega}{\omega_p Q_p} \right]^2}$	decibéis
$SG(Q_p) = 8,686 \cdot \frac{\left[\frac{\omega}{\omega_p Q_p} \right]^2}{\left[1 - \frac{\omega^2}{\omega_p^2} \right]^2 + \left[\frac{\omega}{\omega_p Q_p} \right]^2}$	decibéis

Componente	R_1	R_2	R_3	R_4	C_1	C_2	C_3	C_4	Σ
ω_z	-0,5	-0,5	0	0	-0,5	-0,5	0	0	-2
ω_p	-0,5	0	0	-0,5	-0,5	0	0	-0,5	-2
Q_z	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Q_p	0,5	0	1	-0,5	-0,5	0	1	0,5	0
Processo para a coleta dos valores de sensibilidade parcial e total:	$SG_{\omega_z} = -0,5$ $SG_{\text{componentes}} = 2$								

$$\begin{aligned}\omega_2 &= R_1^{-0.5} \cdot R_2^{0.5} \cdot C_1^{-0.5} \cdot C_2^{-0.5} \\ \omega_3 &= R_1^{-0.5} \cdot R_4^{0.5} \cdot C_1^{-0.5} \cdot C_4^{-0.5} \\ \omega_4 &= R_1^{-0.5} \cdot R_3^{0.5} \cdot R_4^{-0.5} \cdot C_1^{-0.5} \cdot C_3^{0.5} \cdot C_4^{-0.5} \\ \omega_5 &= 1\end{aligned}$$

As sensibilidades dos parâmetros aos componentes $R_1, R_2, R_3, R_4, C_1, C_2, C_3$ e C_4 são imediatamente tomadas das expressões acima, como atesta o Quadro 2.

Para obtenção do desvio do ganho, é suficiente a combinação das sensibilidades já estimadas, junto a uma variabilidade de 5%, idêntica a todos os componentes.

$$\begin{aligned}\Delta G_{(w)} &= [3,21 \cdot (-2) \cdot (0,05)] + \\ &+ [0,03 \cdot (0) \cdot (0,05)] + [59,01 \cdot (-2) \cdot (0,05)] + \\ &+ [0 \cdot (0) \cdot (0,05)] = -6,22 \text{ dB}\end{aligned}$$

Verifica-se, portanto, que o desvio de ganho para o exemplo resulta em 6,22 dB abaixo do valor de referência. A título de curiosidade, calculemos o deslocamento de ganho para as mesmas condições acima, exceto quanto à variabilidade, que será fixada em 1%, através do emprego de componentes com maior grau de estabilidade e menores tolerâncias:

$$\begin{aligned}\Delta g_{\text{ganho}} &= [3,21 \cdot (-2) \cdot (0,01)] + \\ &+ [0,03 \cdot (0) \cdot (0,01)] + [59,01 \cdot (-2) \cdot (0,01)] + \\ &+ [0 \cdot (0) \cdot (0,01)] = -1,24 \text{ dB}\end{aligned}$$

Notemos, pois, que a redução da variabilidade contribui significativamente para a diminuição do desvio de ganho. O outro ponto a salientar refere-se à análise da somatória das sensibilidades dos parâmetros em relação aos componentes: quanto menor (mais próximo de zero) essa magnitude, maiores são as chances para a minimização do desvio de ganho. A quantidade de com-

ponentes envolvidos também merece comentários: quando escolhemos uma rede com poucos componentes, a sensibilidade global tende a valores baixos — uma característica que se inverte quando o circuito adotado é construído a partir de um grande número de elementos.

Encerrando... — Esperamos ter oferecido nesta série de artigos, uma base suficientemente sólida que facilite o trabalho dos leitores na implementação de configurações filtrantes passivas e ativas. Isto não dispensa um aprimoramento teórico e prático — contudo, as bases foram lançadas (e o primeiro passo, que já foi dado, é sempre o mais difícil!).

Bibliografia

— *Principles of Active Network Synthesis and Design* — Daryanani — John Wiley & Sons — EUA.

GRAVE NA MEMÓRIA

IBRAPE

GENERAL
SEMICONDUCTOR
INDUSTRIES INC.

JULIO ORGANIZACAO S.A.

FAIRCHILD
Aultman & Company

SS

AA

MOTOROLA

TECCOR

National
Semiconductor

TEXAS
INSTRUMENTS

RAYTHEON

SS

TELETYPE
SEMICONDUCTOR

FONE-222-2122

TLX:OII-24888

ATRAVÉS DESTES NÚMEROS SEUS DEPARTAMENTOS DE COMPRAS E ENGENHARIA PODEM CONTACTAR A TELEIMPORT, O DISTRIBUIDOR QUE HÁ MAIS DE 15 ANOS OFERECE PRODUTOS DE PRIMEIRA LINHA E UM ÓTIMO ATENDIMENTO ÀS INDÚSTRIAS DE ELETÔNICA E INFORMÁTICA

DIODOS · TRANSISTORES · TRISTORES · CIRCUITOS INTEGRADOS



Teleimport

Eletrônica Ltda.

Rua Sta. Ifigênia, 402 - 8.º ao 10.º and.

01207 São Paulo - SP - Brasil

LIVROS DE QUALIDADE

McGRAW - HILL INFORMÁTICA

L'ACCIDENT D'ATTENTION



1. **Introduction**
 2. **Background**
 3. **Methodology**
 4. **Results**
 5. **Conclusion**
 6. **References**

PL - Mass Communication - M.A.
PL - Mass Communication - M.A.
PL - Mass Communication - M.A.
PL - Mass Communication - M.A.

[illegible]

Apple is a registered trademark of Apple Computer, Inc., registered in the U.S. and other countries. Apple, the Apple logo, and Macintosh are trademarks of Apple Computer, Inc., registered in the U.S. and other countries. Macintosh Plus is a trademark of Apple Computer, Inc., registered in the U.S. and other countries. All other trademarks are the property of their respective owners.



T.R. Bickel - Department of Statistics The University of California at Berkeley
Berkeley, CA 94720-3860
USA
E-mail: bickel@stat.berkeley.edu

REVISED: 1997 by LARRY MANN, VERNER AND JAMES M. 1998



and the Comparative - have up to 1000 characters, and the other two have up to 100 characters. The first two are used to identify the document, and the third is used to identify the document's content. The first two are used to identify the document, and the third is used to identify the document's content. The first two are used to identify the document, and the third is used to identify the document's content.

[illegible][illegible][illegible]

Define: *What is a...?*



For more information, contact the publisher, 1000 Lakeside Drive, Suite 100, San Francisco, CA 94134. Phone: (415) 774-2700. Fax: (415) 774-2701. E-mail: info@wiley.com. Website: www.wiley.com.
 ISBN 0-471-32020-9. Price: \$49.95.

[illegible]

Mineralogisches Institut & Mineralogisches
Labor, Dr. M. Mader, D-7800 Freiburg,
Albertstr. 11a, D-7800 Freiburg, Germany
Telefon (0761) 31-12345, Telefax (0761) 31-12345
E-Mail: mader@min.uni-freiburg.de



Connecticut Sea Grant, Middletown 06455
 Thanks, Jeff, for the information about the
 program. I will keep you posted.
 Thanks, Jeff, for the information about the
 program. I will keep you posted.
 Jeff, for the information about the
 program. I will keep you posted.
 Jeff, for the information about the
 program. I will keep you posted.

[illegible]

ADJARDE - TAMBIEM EM SETEMBRO
SÉRIE M. GRAV-HILL - DATA LÓGICA
BASE 11
FRAMEWORK
MÁS 11

Model	Price	Weight	Capacity
450-005	79.00	1.5	1.5
450-006	85.00	1.5	1.5
450-007	95.00	1.5	1.5
450-008	105.00	1.5	1.5
450-009	115.00	1.5	1.5
450-010	125.00	1.5	1.5
450-011	135.00	1.5	1.5
450-012	145.00	1.5	1.5
450-013	155.00	1.5	1.5
450-014	165.00	1.5	1.5
450-015	175.00	1.5	1.5
450-016	185.00	1.5	1.5
450-017	195.00	1.5	1.5
450-018	205.00	1.5	1.5
450-019	215.00	1.5	1.5
450-020	225.00	1.5	1.5

LITEC - LITERARIA E EDITORA TÉCNICA LTDA
 Rua: Fátima, 296 - J. Maria Restal - 4.000 - PP - 01208
 Telefone: 311.2234/7 - São Paulo - SP

Name _____
 Address _____
 Tel. _____ E-mail _____
 Occupation _____
 C.I.C.M.F. _____
 C.I.C. _____
 Date _____

Decodificador estéreo e controle de tonalidade



Dando seqüência ao sistema de áudio modular, monte agora os estágios para obter FM estéreo e controlar graves e agudos

Vamos apresentar, nesta edição, mais dois módulos do conjunto SISMO: o decodificador estéreo para FM (SISMO 2) e o controle de tom (SISMO 4). Como dissemos no primeiro artigo, todos os módulos desse sistema permitem operação autônoma, embora possam ser interligados de vários modos, formando pequenos conjuntos de áudio diferentes, de acordo com as conveniências de cada um. Assim, apesar de apresentados separadamente, eles serão mostrados em várias opções de interligação, em cada um dos artigos desta série.

Decodificador — Como é sabido, o som estereofônico permite uma boa sensação espacial na audição de música. Por outro lado, é importante levar em conta que um equipamento estéreo demanda o dobro de circuitos de áudio, ou seja, dois canais de pré-amplificação, de tonalidade, de potência, além de duas caixas acústicas. Isto é verdade tanto para os equipamentos comerciais como para o nosso sistema modular. Dessa forma, se você for utilizar o SISMO apenas para sonorização de ambientes, será mais conveniente del-

xá-lo em sua modalidade monofônica; neste caso, pode dispensar o decodificador e adotar apenas uma placa de cada módulo. Por outro lado, se a ideia for um sistema completo, estereofônico, aguarde as sugestões no final da matéria.

De qualquer modo, o decodificador é uma parte importante do SISMO, utilizando apenas um CI dedicado, que faz praticamente sozinho todo o serviço. Como se pode observar pela figura 1, o coração do circuito é o integrado MC1310, encapsulado num simples invólucro DIP de 14 pinos. Completando o circuito tem-se apenas um punhado de componentes passivos externos — o que demonstra a simplicidade de implementação desse módulo.

O sinal de FM, vindo já demodulado de outro estágio, é aplicado na entrada do decodificador, através do capacitor C1, que realiza o desacoplamento de CC. Esse sinal contém as informações de áudio multiplexadas dos dois canais, além de um sinal piloto de 19 kHz (veja o quadro "Como é feita a decodificação estéreo"). Assim que o sinal é introduzido, a frequência de 19 kHz sofre uma comparação, por batimento, com a que é gerada pelo pró-

prio C1, para a verificação do sinal estereofônico; quando ele está presente, a indicação é dada por um LED externo (no caso, D1). O sinal de 19 kHz interno é produzido por um circuito do tipo VCO (oscilador controlado por tensão), cuja frequência é ajustada por meio do trimpot R6. O pino 10 de CI1 permite o acesso a esse sinal interno, o que facilita bastante ajustar a frequência, ligando-se um frequencímetro ou um osciloscópio a esse terminal.

As duas malhas RC formadas por R4-C7 e R5-C8 são os filtros passa-baixas de deênfase. Para quem não sabe, tais filtros servem para compensar a pré-ênfase — que nada mais é do que uma amplificação que o sinal sofre no transmissor, apenas nas frequências mais altas, onde é mais suscetível a ruídos. Desse modo, na transmissão obtém-se maior amplitude de sinal, mas com ruído constante, o que significa melhor relação sinal/ruído.

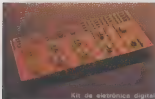
A tensão de alimentação nominal (para o SISMO) é de 12 V, mas esse módulo aceita tensões variando entre 9 e 15 volts.

Tonalidade — Podemos definir esse módulo como um estágio de tratamen-

Chegando junto com a tecnologia de ponta!

Da mesma forma como o fizera com o primeiro kit de televisão produzido no Brasil, novamente a **Occidental Schools** se antecipa no mercado, agora com o lançamento do revolucionário **multímetro digital** em forma de kit.

Kit digital — Além deste moderno equipamento, recentemente a **Occidental Schools** lançou também um avançado kit de **eletrônica digital**, inicialmente previsto para 50 experiências. O número de experiências poderá ser ampliado, de acordo com a capacidade de assimilação e criação de seu operador.



Kit de eletrônica digital

Estes e outros kits mais, são partes integrantes dos cursos técnicos intensivos, por correspondência, da **Occidental Schools**, onde teoria e prática se somam, dando ao aluno plenas condições de dominar os circuitos eletrônicos em geral.

Assim, por exemplo, no curso de televisão P&B/ Cores, enquanto o aluno fica familiarizado com o funcionamento dos circuitos — técnicas de manutenção e reparos —, tem ainda a oportunidade de montar o ainda único televisor transistorizado, em forma de kit, produzido no Brasil!



Kit de televisão transistorizado

Valor do investimento — A esta altura, você deve estar se indagando a que preço saíram o repasse destas tecnologias e equipamentos. O valor dos mesmos, se equiparam aos dos modelos similares produzidos em escala comercial. Isso, sem considerar que ao concluir o curso, mais que um usuário, você estará especializado numa área que poderá, inclusive, lhe proporcionar consideráveis rendimentos. Depende só de você.

Informações detalhadas — Para atingir o grau de credibilidade e a incontestável liderança no segmento de cursos técnicos especializados, a **Occidental Schools**, sempre se preocupou em bem in-



MULTÍMETRO DIGITAL

formar a seus alunos, antes mesmo da efetivação da matrícula. Afinal, num curso por correspondência é importante você saber, antecipadamente, quem são e o que fazem as pessoas que promovem êxito em seus estudos.

Sendo assim, solicite pessoalmente maiores informações em nossos escritórios, por telefone ou, simplesmente, utilizando a nossa caixa postal com o cupom abaixo. Qualquer que seja o meio utilizado, teremos o máximo prazer em lhe atender. Conte desde já conosco!



OCCIDENTAL SCHOOLS
AL. RIBEIRO DA SILVA, 700
01217 SÃO PAULO SP
Telefone: (011) 826-2700

A
OCCIDENTAL SCHOOLS
CAIXA POSTAL 30.663
01051 SÃO PAULO SP

Desejo receber gratuitamente e sem nenhum compromisso, catálogos ilustrados do curso que assinou a seguir:

- ☐ Eletrônica ☐ Eletrônica Digital ☐ Áudio e Rádio ☐ Televisão
☐ Eletrotécnica ☐ Instalações Elétricas ☐ Refrigeração e Ar Condicionado

Nome _____

Endereço _____

Bairro _____

CEP _____ Cidade _____ Estado _____

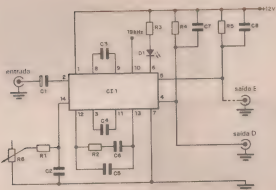


Fig. 1

to da resposta em frequência de um sinal, sendo normalmente usado entre o pré e o amplificador de potência. Sua presença em equipamentos de áudio provém do fato de existirem transdutores com resposta pouco plana, exigindo, portanto, alguma correção — que pode ser feita com 2, 3 ou mais controles. No primeiro caso, o circuito atua apenas sobre duas amplas faixas, divididas em graves e agudos; no segundo caso, é incluída uma terceira faixa, intermediária, chamada de médios; e no último, com várias faixas estreitas de atuação, o controle de tonalidade passa a chamar-se **equalizador**.

Nosso controle de tom prevê o ajuste de graves e agudos, apenas, usando uma configuração eletrônica clássica (um filtro duplo T), seguida de um estágio ativo, com um operacional. Esse elemento ativo é o tradicional 741, comprovadamente confiável e econômico, além de facilmente encontrado no mercado. Por meio da figura 2 podemos observar que, antes de mais nada, é feito o desacoplamento da com-

NOVO
LANÇAMENTO

CHAVES DIGITAIS

- Saídas
- alternada
 - BCD
 - complementar
 - decimal
 - hexadecimal

FAÇA CONTATO COM NÓS

INSTRUMENTOS ELÉTRICOS ENGR S.A.

Matriz e Fábrica Rua das Mangueiras, 201, Vila Nova Paulista, CEP 04701-5, São Paulo, SP, Brasil. Tel. (011) 244-1000. Fax: (011) 244-1001. Telex: (011) 244-1001. E-mail: engr@engr.com.br
ENGR S.A. - Rua das Mangueiras, 201, Vila Nova Paulista, CEP 04701-5, São Paulo, SP, Brasil. Tel. (011) 244-1000. Fax: (011) 244-1001. Telex: (011) 244-1001. E-mail: engr@engr.com.br
ENGR S.A. - Rua das Mangueiras, 201, Vila Nova Paulista, CEP 04701-5, São Paulo, SP, Brasil. Tel. (011) 244-1000. Fax: (011) 244-1001. Telex: (011) 244-1001. E-mail: engr@engr.com.br

Solicite a visita de nosso Representante:

AM: (012) 332-0088. SP: (011) 244-1000. RJ: (021) 226-4401. CE: (085) 231-5244.
ES: (071) 223-124. GO: (062) 26-4343. MA: (098) 202-0180. MG: (031) 332-6022.
MS: (067) 224-0080. PA: (071) 202-5167. PE: (071) 202-0044. PI: (099) 222-6022.
PR: (041) 222-1634. RJ: (021) 226-4401. SC: (048) 47-1963. SP: (011) 244-1000.
SP: (011) 244-1000.

PEÇA O BOLETIM
700/85



ESCOLAS INTERNACIONAIS

O FUTURO EM SUAS MÃOS
CURSOS DE: ELETRÔNICA; RÁDIO, ÁUDIO,
APLICAÇÕES ESPECIAIS e TELEVISÃO



Escolas Internacionais, a maior, a mais moderna, a mais atualizada instituição de ensino por correspondência em todo o mundo! Na África do Sul, Austrália, Brasil, Canadá, Escócia, Estados Unidos, Gana, Inglaterra, Irlanda do Norte, Irlanda do Sul, Nova Zelândia, Singapura, Zâmbia e Zimbábue.

A dimensão, a tradição, a seriedade e a atualização de ensinamentos são fatores

muito importantes para você que deseja estudar por correspondência. É a garantia de que sempre contará com professores, educadores, engenheiros e técnicos modernos e muito bem preparados para levar-lhe os ensinamentos dos quais você não pode prescindir nos dias de hoje: MODERNOS. DINÂMICOS. SEMPRE ATUALIZADOS.

Você receberá, INTEIRAMENTE GRÁTIS, todas as peças, ferramentas, acessórios e componentes para fazer interessantes experiências eletrônicas, para montar um rádio portátil, um injetor de sinais, um multímetro profissional, um sintonizador AM/FM, de 4 faixas, estéreo, com duas caixas de som, um receptor de televisão.

ESCOLAS INTERNACIONAIS

Caixa Postal 6997 - CEP 01051 - São Paulo - SP - Telefone: (011) 803-4499

ATENÇÃO

Caso você não queira recortar a revista, envie uma carta ou telefone para EI.

Escolas Internacionais

Cx. Postal 6997 - CEP 01051 - São Paulo - SP - Tel.: (011) 803-4499

Sr. diretor, solicito que me envie, inteiramente grátis, o catálogo completo dos cursos de: *(assinale com X o curso desejado).*

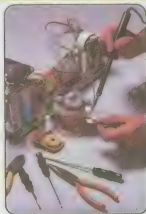
☐ Eletrônica ☐ Rádio, Áudio e Aplicações Especiais ☐ Televisão

Nome _____

Rua _____ n.º _____

Cidade _____ Estado _____

CEP _____ Telefone _____



ponente contínua do sinal, pelo capacitor C1, para que então ele seja aplicado ao filtro duplo T simétrico.

Nesse filtro, os potenciômetros R9 e R10 atuam como controles de graves e agudos, o que é determinado pelos resistores e capacitores e também pelo efeito da realimentação, que mantém constante o equilíbrio e evita distorções. Quando os cursores desses potenciômetros estão voltados totalmente para a esquerda, não ocorre nenhuma amplificação do sinal nas frequências abrangidas, mas ela vai aumentando na medida em que são ajustados para a direita, em direção ao fim de curso.

O sinal de saída do filtro é então injetado na entrada inversora do operacional. A realimentação para ambos os ramos do duplo T está melhor representada na figura 3, onde as seções de graves e agudos foram separadas, para maior clareza. A malha formada por R5, R6, R7 e C7, por sua vez, funciona simplesmente como um divisor, mantendo o 741 polarizado em sua região linear. Por fim, R8 e C6 formam um pequeno integrador, que filtra eventuais perturbações da linha de alimentação. Esse módulo, como os demais, tem uma tensão nominal de 12 V, mas aceita qualquer alimentação entre 9 e 24 V, sem problemas.

Montagem — A confecção dos dois módulos não apresenta pontos críticos. Assim, eles podem ser montados sobre as placas de dimensões padronizadas do conjunto SISMO ou sobre qualquer outra, individual ou reunindo vários circuitos. Nossas sugestões aparecem nas figuras 4 e 5, vistas por ambas as faces, em tamanho natural

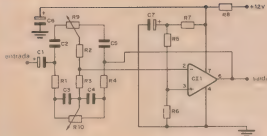


Fig. 2

e prontas para serem copiadas ou fotografadas.

Depois de confeccioná-las e conferir se estão isentas de falhas (garantimos a nossa parte, pois foram usadas no protótipo), basta soldar os componentes, seguindo a tradicional sequência resistores-capacitores-semicondutores. E tendo o tradicional cuidado ao soldar os integrados. No caso do decodificador, o LED pode ou não ser montado sobre a placa, dependendo do gabinete adotado para o sistema; observe, porém, que ele foi colocado numa posição estratégica, próximo da borda, bastando simplesmente dobrá-lo para fora, a fim de usá-lo em painéis. O mesmo vale para os potenciômetros do controle de tonalidade.

Ajustes e testes — O módulo de tom não apresenta maiores problemas; uma vez montado, deve funcionar de

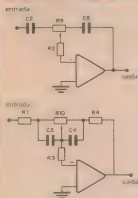


Fig. 3

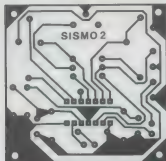
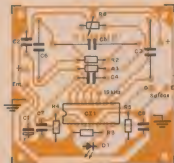


Fig. 4



EDITELE

INFORMÁTICA E ELETRÔNICA NOS MAIS COMPLETOS LIVROS SOBRE O ASSUNTO



BASIC PARA CRIANÇAS DOS 8 ANOS AO VOLUME 1 E 2
Moisés Gerschlager
Dois divertidos livros para o estudante que quer aprender a programar em BASIC.



APLICAÇÕES PARA O SEU TRS-80 QUASE TODOS EM BASIC - VOLUME 1 E 2
Howard M. Benn
Ao total 81 aplicações diferentes para seu computador. Tudo muito bem explicado. Programar em BASIC nunca foi tão fácil. O TRS-80 é compatível.



CURSO INTENSIVO DE MICROCOMPUTADORES
José Falcão, 128 p.
Com 200 exercícios, este livro é ideal para quem quer aprender a programar em BASIC.



DOS 400 SISTEMA DE OPERAÇÃO EM DISCO
Flávio de Almeida
Este livro permite uma visão das características do sistema operacional do CP 400 Color.



CP 400 COLOR MICROCOMPUTADOR - OPERAÇÃO E LINGUAGEM BASIC
Osmar Campesato
Este livro explica as associações e o uso de sub-rotinas em linguagem de máquina.



SUGESTÕES PARA O PROGRAMADOR BASIC
E. M. de Sá
O livro de consulta com todas as dicas e truques que os programadores experientes tanto encontram.



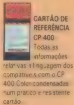
CP 400 COLOR MANUAL DE OPERAÇÃO E LINGUAGEM
Osmar Campesato
Este livro explica as associações e o uso de sub-rotinas em linguagem de máquina.



CURSO DE PROGRAMAÇÃO BASIC E OPERAÇÃO CP 200 S
Osmar Campesato
Gradualmente este livro desvela as segredos da programação BASIC, com explicações detalhadas e exemplos de programas.



CP/M BÁSICO
Almir B. Wite
Aborda em detalhes o que é um Sistema Operacional, como funciona o CP/M, como utilizá-lo e tirar o máximo proveito dos vários recursos de que ele dispõe.



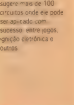
CARTÃO DE REFERÊNCIA CP 400
Osmar Campesato
Todas as informações relativas à linguagem dos computadores com o CP 400 Color condensadas num cartão e resistentes à água.



DOS 500 SISTEMA DE OPERAÇÃO EM DISCO
Osmar Campesato
Objetivos ilustrados por vários exemplos, este livro aborda todas as características do sistema operacional em disco do CP 500.



APLICAÇÕES PARA O SAS
Osmar Campesato
Este livro foi elaborado com o intuito de preencher uma lacuna existente na literatura técnica. Ele explica o funcionamento do SAS e sugere mais de 100 circuitos onde ele pode ser aplicado com sucesso em jogos, ignição eletrônica e outros.



PROJETOS COM AMPLIFICADORES OPERACIONAIS
Osmar Campesato
Este livro apresenta 100 projetos de circuitos operacionais em detalhes, com explicações e modificações de modo a obter seu máximo desempenho.



COMO UTILIZAR ELEMENTOS LÓGICOS INTEGRADOS
Osmar Campesato
Com uma linguagem simples, este livro aborda os pontos essenciais desde as noções básicas sobre manipulação binária até as microprocessadores e sua estrutura interna.



PROJETOS COM AMPLIFICADORES OPERACIONAIS
Osmar Campesato
Este livro apresenta 100 projetos de circuitos operacionais em detalhes, com explicações e modificações de modo a obter seu máximo desempenho.

ADQUIRA OS SEGUINDO AS INSTRUÇÕES ABAIXO

ASSINALAR

<input type="checkbox"/>	BASIC PARA CRIANÇAS - Vol. 1	R\$ 53.000
<input type="checkbox"/>	BASIC PARA CRIANÇAS - Vol. 2	R\$ 70.000
<input type="checkbox"/>	APLICAÇÕES PARA O SEU TRS-80 - Vol. 1	R\$ 44.000
<input type="checkbox"/>	APLICAÇÕES PARA O SEU TRS-80 - Vol. 2	R\$ 70.000
<input type="checkbox"/>	SUGESTÕES PARA O PROGRAMADOR BASIC	R\$ 41.000
<input type="checkbox"/>	CP/M BÁSICO	R\$ 53.000
<input type="checkbox"/>	MANUAL DO CP 300	R\$ 49.000
<input type="checkbox"/>	MANUAL DO CP 500	R\$ 41.000
<input type="checkbox"/>	MANUAL DO CP 400 COLOR	R\$ 84.000
<input type="checkbox"/>	CARTÃO DE REFERÊNCIA CP 400	R\$ 19.000
<input type="checkbox"/>	MANUAL DO DOS 400	R\$ 49.000
<input type="checkbox"/>	MANUAL DO CP 200 S	R\$ 41.000
<input type="checkbox"/>	CURSO UTILIZAR ELEM. LÓGICOS INTEGRADOS	R\$ 39.000
<input type="checkbox"/>	PROJETOS COM AMPLIFICADORES OPERACIONAIS	R\$ 35.000
<input type="checkbox"/>	APLICAÇÕES PARA O SAS	R\$ 70.000
<input type="checkbox"/>	CIM - CURSO INTENSIVO DE MICROCOMP	R\$ 90.000

PREÇO VÁLIDO ATÉ 31/DEZEMBRO

Em anexo estou remetendo a importância de R\$ _____ em Cheque Nº _____ c/ Banco _____ ou Vale Postal Nº _____ (enviar à Agência Central SPI para pagamento do(s) livro(s) assinalados ao lado, que me será o remetido/s pelo correio.

Cheque ou Vale Postal, pagável em São Paulo, a favor de: EDITELE Editora Técnica Eletrônica Ltda
Caixa Postal 30 141 01000 - São Paulo - SP

Nome _____
Endereço _____
Barro _____ CEP _____
Cidade _____ Estado _____

OPERAÇÃO VÁLIDA APENAS NO BRASIL

(Se não quiser destacar esta folha pode enviar xerox com os dados completos)

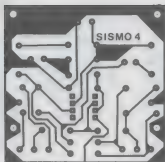
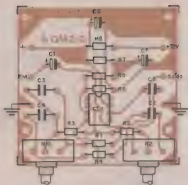


Fig. 5



imediatamente. No caso de defeito ou mau funcionamento, com a certeza de que não há erros de montagem, a solução é trocar o único componente ativo do circuito: o 741. O decodificador, porém, exige alguns cuidados; vejamos quais.

Alimente o circuito adequadamente e aplique em sua entrada um sinal de FM multiplexado — no caso, o sinal do SISMO 1, usando o pré-amplificador, ambos vistos no primeiro artigo da série. Para verificar a recepção de sinais, use um amplificador comercial ou qualquer outro que tenha em mãos, ligando as saídas do decodificador na entrada do pré do mesmo (de preferência, através de cabo blindado e conectores adequados).

Feito isso, só resta ajustar o circuito. Para fazê-lo, na disponibilidade de um freqüencímetro, basta calibrar a freqüência presente no pino 10 de C1 em 19 kHz; aí você terá absoluta certeza de que seu circuito estará perfeitamente ajustado, permitindo uma boa separação dos canais. Na falta de equipamento, só lhe resta o método empírico: sintonize uma estação (não necessariamente a melhor delas) e gire lentamente o trimpot R6, até o acendimento do LED; comprove então o efeito separando as caixas acústicas e "sentindo" o estéreo.

Implementação — Conforme dissemos no início, vamos dar algumas dicas de ligação para os módulos do SISMO. Apresentamos, até agora, quatro módulos, que podem ser interligados em várias configurações, em conjunto ou com outros circuitos de áudio; na figura 6 reunimos as duas opções que utilizam todos os quatro, nas versões mono e estéreo. Como se vê, para com-

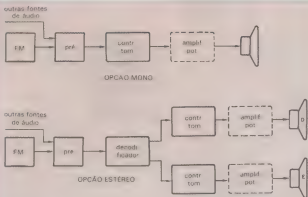


Fig. 6

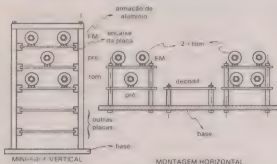


Fig. 7

MULTÍMETRO DIGITAL MIC — 2200 A

**GARANTIA
INTEGRAL
DE 1 ANO!**



MEMOR "CUSTO", MAIOR "QUALIDADE"

ESPECIFICACIÓN TÉCNICA

INDUSTRIAL L.T.D.

pletar o sistema faltam apenas os amplificadores de potência e as fontes de alimentação, que vão encerrar a série, na próxima edição.

Já se pode pensar, também, em como reunir todos os módulos de uma forma racional, para que formem um sistema de aspecto profissional. Na figura 7 estão ilustradas duas sugestões nossas, uma delas envolvendo o "empilhamento" dos módulos em um minirack vertical, muito prático, que dá um aspecto high-tech ao conjunto; a outra prevê uma base comum e uma montagem horizontal, no caso de ser utilizado um gabinete de perfil baixo.

Em ambos os casos, porém, é preciso levar em conta, desde já, a forma de se alimentar os módulos do SISMO. A figura 8 resume as duas possibilidades, neste caso, que são as alimentações "em série" e "em paralelo", e suas consequências, os equivalentes elétricos de cada opção. No primeiro caso, a ligação forma filtros sucessivos acoplados em série e, no segundo, filtros em paralelo.

Observe que no primeiro, além de termos uma pequena queda de tensão nas resistências em série, poderemos ainda ter, em certos momentos, a ocorrência de perturbações que certamente afetarão os módulos mais sensíveis, sempre que algum outro drenar mais corrente. Dessa forma, se você optar por esse tipo de conexão, deverá ligar

Relação de componentes

DECODIFICADOR

R1 — 18 kΩ
R2 — 1 kΩ
R3 — 330 kΩ
R4, R5 — 3,9 kΩ
R6 — trimpot 4,7 kΩ
C1 — 4,7 μF/16 V (eletrolítico)
C2 — 470 pF (cerâmico, disco)
C3, C6 — 220 nF (poliéster)
C4 — 47 nF (poliéster)
C5 — 470 nF (poliéster)
C7, C8 — 12 nF (poliéster)
D1 — LED vermelho comum
C11 — MC1310

Obs.: todos os resistores de 1/4 W

CONTROLE DE TONALIDADE

R1, R3, R4 — 10 kΩ
R2 — 3,3 kΩ
R5 — 47 kΩ
R6 — 68 kΩ
R7 — 22 kΩ
R8 — 47 kΩ
R9, R10 — potenciômetros lineares de 100 kΩ
C1 — 4,7 μF/16 V (eletrolítico)
C2, C5 — 3,3 nF (cerâmico, disco)
C3, C4 — 33 nF (poliéster)
C6 — 100 μF/16 V (eletrolítico)
C7 — 47 μF/16 V (eletrolítico)
C11 — 741

Obs.: todos os resistores de 1/4 W

a fonte pelo lado dos módulos que "puxam" maior corrente — no caso, dos amplificadores.

A segunda opção é bem menos crítica e mais confiável, pois cada módulo fica com seu "filtro" ligado diretamente à linha de alimentação. Aconselhamos, portanto, a adoção dessa alternativa em qualquer caso, salvo em condições especiais.

Bibliografia

— Modular BF, Eletônica 2 000. 1983.

Como é feita a decodificação estereó

O maior problema do sinal de FM é que ele deve ser estereó e mono ao mesmo tempo. A solução do problema foi encontrada utilizando-se uma técnica de mistura de sinais, denominada **multiplexação**. Essa técnica prevê a subdivisão do canal de FM em três partes distintas:

1. A faixa de 1 a 15 kHz é dedicada somente à informação, ou seja, contém os sinais provenientes dos dois canais, mas somados ($D + E$);
2. Entre 23 a 53 kHz temos os mesmos sinais, só que somados em oposição de fase (isto é, $D - E$); esse sinal é modulado por uma subportadora de 38 kHz, que vem suprimida da transmissão;
3. Um sinal piloto de 19 kHz.

Devido à largura de faixa prevista para cada emissora de FM (75 kHz), todos esses sinais são transmitidos sem problemas e facilmente "recriados" na recepção. Isso é feito através de circuitos que executam as seguintes operações:

$$\text{obtenção do canal direito: } D = \frac{(D + E) + (D - E)}{2}$$

$$\text{obtenção do canal esquerdo: } E = \frac{(D + E) - (D - E)}{2}$$

São operações perfeitamente possíveis, pois, ao se estabelecer o sinal de 38 kHz, obtém-se automaticamente a parcela $D - E$. Para isso, basta duplicar o sinal piloto de 19 kHz. Por outro lado, quando o sinal recebido não traz consigo os 19 kHz, o decodificador permanece inativo, entregando o sinal como chegou — e o indicador de estereó permanece apagado.

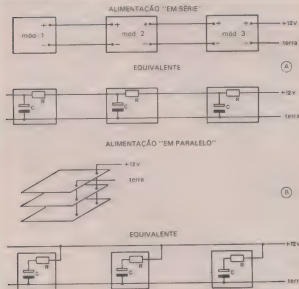


Fig. 8



FILCRES

INSTRUMENTOS

ATUANDO
A DESENVOLVER
TECNOLOGIA

ponbar



- OSCILOSCÓPIOS
 - 5205: 10 MHz/ST
 - 5210: 15 MHz/DT
 - 5107: 15 MHz/ST (Portátil)
 - 5120: 15 MHz/DT (Portátil)
- GERADORES DE ÁUDIO 3405
- 15 Hz à 15 MHz
- Ondas Senoidal e Quadrada
- Distorsão < 0,5%

Weller




- Estações de solda com controle eletrônico de temperatura.
- Ferros de solda com temperatura controlada
- Diversos tipos de pontas à sua disposição.

ENTELBRA



- Frequencímetros digitais de 150 MHz à 1 GHz.
- Fontes estabilizadas.
- Fontes simétricas.
- Geradores de funções.
- Apagador de EPROM.

YEW



- Megohmmetros manual e transistorizados
- Multimetros analógicos
- Termômetros digitais
- Tacômetro eletrônico
- Medidor de PH

CC SON



- Fontes estabilizadas simétrica dupla
- Fontes reguladas
- Indicação de medida através de voltímetro e amperímetro analógico

MIAMI MEGADRA



- Megohmmetros
- Termômetros
- Frequencímetros
- Geradores de sinais
- Copiador de EPROM

ICEL





- Multimetros analógicos.
- Vários modelos com excelente precisão e sensibilidade.
- Multimetros digitais automáticos.
- Alicates Amperométricos

KE minipa



- Osciloscópios de 5 a 150MHz
- Geradores FUNÇÃO/RF
- Multimetros digitais
- Voltímetros eletrônico

polybras



- Estabilizadores de tensão e No Breaks
- Potências entre 0,8 e 15 KVA
- Excelente rendimento e precisão
- Tensão de saída: 110-115 ou 220 V
- Tensão de entrada: 110-127 ou 220 V

- Completo gama de acessórios
- Assistência técnica própria permanente.

- Inédito sistema de reposição quando em garantia
- Visite nosso show room ou solicite a visita de nosso representante

FILCRES ELETRÔNICA ATACADISTA LTDA.

Rua Aurora, 165-79 - SÃO PAULO - SP - CEP: 01209 - Tel.: (011) 223-7388 - Telex: 50311 FILCRES

Conheça os operacionais pela prática

Os circuitos integradores e diferenciadores a partir de amplificadores operacionais são o assunto desta vez, com teoria e cálculos. A parte prática fica para o próximo mês

Veremos, nesta quinta parte da série sobre operacionais, a teoria e cálculos relativos aos circuitos integradores e diferenciadores, para, na etapa seguinte, passarmos às aplicações práticas destes circuitos.

Circuito integrador — A figura 1 apresenta um típico circuito integrador com amplificador operacional. Queremos demonstrar que:

$$V_s = -1/RC \int_0^t V_e dt$$

Para facilitar a demonstração, vamos considerar que $R_e = R_s = \infty$ — portanto, $I_e = I_s = 0$ (resistência das entradas do operacional infinitas) — e que o capacitor C , utilizado no circuito, é ideal, ou seja, desprezamos a resistência paralela própria deste componente.

Assim, sabendo que $V_s = V_b$ (conforme já comprovamos em artigos anteriores) e que a tensão existente entre os terminais de um capacitor (V_c) corresponde à relação entre sua carga (Q) e sua capacitância (C), teremos:

$$V_c = V_s - V_a = \frac{Q}{C} \rightarrow -V_a = \frac{Q}{C} \rightarrow$$

$$Q = -C \cdot V_a \quad (I)$$

Como sabemos, a carga (Q) de um capacitor corresponde à soma de n produtos, conforme a expressão:

$$Q = \int I(t) dt \quad (II)$$

onde $I(t)$ corresponde à corrente I_2 na figura 1.

Podemos igualar (I) e (II) na expressão (III):

$$\int I_2(t) dt = -C \cdot V_a \quad (III)$$

Podendo-se demonstrar que:

$$I_2 = \frac{dV_a}{dt} = \frac{V_a}{R} \rightarrow dV_a = \frac{1}{RC} \cdot V_e dt$$

$$\text{ou } V_a = \frac{1}{RC} \int_0^t V_e dt \quad \text{c.q.d.}$$

Para comprovar que o circuito da figura 1 realiza a integração do sinal da entrada, consideremos $R = 10 \text{ k}\Omega$ e $C = 100 \mu\text{F}$ e apliquemos uma tensão de entrada (V_e) que varia segundo a expressão:

$$V_e = K \cdot t$$

Neste caso, o produto RC (constante de tempo) vale:

$$RC = 10 \times 10^3 \cdot 100 \times 10^{-6} \\ RC = 1$$

Teremos $V_s = - \int V_e dt$, fazendo $K = 0$.

Para nos aproximarmos mais dos leitores que não possuam a ferramenta do cálculo matemático, vamos igualar a tensão de saída segundo a expressão:

$$V_s = - \sum V_e \cdot \Delta t$$

Onde o produto $V_e \cdot \Delta t$ corresponde a uma variação infinitesimal de t , conforme ilustra a figura 2a. Devido ao infinitésimo $t_2 - t_1 = \Delta t$, a soma de todos os retângulos aproximados de base $t_{(n+1)} - t_n$ e altura $h = V_e$ (fig. 2b) será

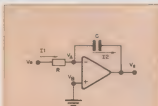


Fig. 1

Circuito integrador típico com amplificador operacional.

igual a:

$$\int V_0 dt$$

A partir daí, para a figura 2c, teremos:

$$V_s = \frac{b \cdot h}{2} = \frac{5 \cdot 5}{2} \rightarrow V_s = 12,5 \text{ V}$$

ou, pelo cálculo:

$$V_s = \int_0^5 V_0 dt \rightarrow V_s = \left[\frac{V_0^2}{2} \right]_0^5$$

$$V_s = \frac{5^2}{2} \rightarrow V_s = 12,5 \text{ V}$$

Como ilustração ao que foi desenvolvido até aqui para o circuito integrador, iremos calcular matematicamente a resposta do circuito da figura 3 para um sinal (fig. 4) aplicado em sua entrada. Isso servirá para que o leitor possa encantar com mais desembaraço a parte prática deste artigo, que será apresentada no próximo mês. Sabendo-se que:

$$\int K dt = K \cdot t$$

teremos, para $V_e = \text{constante}$

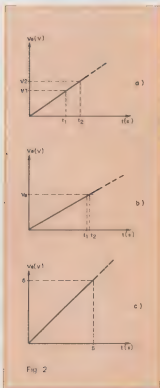


Fig. 2

Curvas de variação da tensão de entrada em função do tempo.

$$V_s = - \frac{1}{RC} \int V_e dt = - \frac{1}{RC} V_e \cdot t$$

$$V_s = - \frac{V_e}{R C} t$$

Isso vale para o capacitor C descarregado. Se o capacitor estiver com carga, teremos:

$$V_s = - \frac{V_e}{RC} t + V_c$$

Assim, resolvendo a proposta anterior:

(*) Para o trecho A — $0 \leq t < 3 \text{ ms} \rightarrow -t' = t$

$$V_e = 0 \rightarrow V_s = - \frac{0}{RC} \cdot t + 0$$

$$V_s = 0$$

Para o trecho B — $3 \text{ ms} \leq t \leq 10 \text{ ms} \rightarrow t' = t - 3$

$$V_e = \frac{(5)}{(10 \cdot 10^{-3}) - (3 \cdot 10^{-3})} \cdot t' + 0$$

$$V_s = - \frac{5}{2} t'$$

Assim, teremos (vide fig. 5b):

$$t = 3 \rightarrow t' = 0 \rightarrow V_s = 0$$

$$t = 4 \rightarrow t' = 1 \rightarrow V_s = 2,5 \text{ V}$$

$$t = 5 \rightarrow t' = 2 \rightarrow V_s = 5 \text{ V}$$

$$t = 6 \rightarrow t' = 3 \rightarrow V_s = 7,5 \text{ V}$$

$$t = 7 \rightarrow t' = 4 \rightarrow V_s = 10 \text{ V}$$

$$t = 8 \rightarrow t' = 5 \rightarrow V_s = 12,5 \text{ V}$$

$$t = 9 \rightarrow t' = 6 \rightarrow V_s = 15 \text{ V}$$

$$t = 10 \rightarrow t' = 7 \rightarrow V_s = 17,5 \text{ V}$$

(Observe, neste caso, a impossibilidade de o operacional apresentar tal tensão de saída, uma vez que sua alimentação é de $\pm 15 \text{ V}$. Em consequência, para a situação $t = 10 \text{ s}$, teremos na saída do operacional $V_s = 15 \text{ V}$.)

(*) Conforme ilustrado na figura 5a

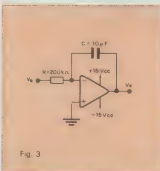


Fig. 3

Circuito integrador com valores reais.

Para o trecho C — $10 \text{ ms} < t \leq 20 \text{ ms}$, $t' = t - 10$, teremos (lembre-se que a tensão do capacitor é $V_s = 15 \text{ V}$):

$$V_s = - \frac{(5)}{(10 \cdot 10^{-3}) - (10 \cdot 10^{-3})} \cdot t' + 15$$

$$V_s = - \frac{5}{2} t' + 15$$

Assim, como mostra a figura 5c:

$$t = 11 \rightarrow t' = 1 \rightarrow V_s = 12,5 \text{ V}$$

$$t = 15 \rightarrow t' = 5 \rightarrow V_s = 2,5 \text{ V}$$

$$t = 16 \rightarrow t' = 6 \rightarrow V_s = 0$$

$$t = 18 \rightarrow t' = 8 \rightarrow V_s = -5 \text{ V}$$

$$t = 20 \rightarrow t' = 10 \rightarrow V_s = -10 \text{ V}$$

Para o trecho D — $20 \text{ ms} < t \rightarrow t' = t - 20$

$$V_s = - \frac{(5)}{(20 \cdot 10^{-3}) - (10 \cdot 10^{-3})} \cdot t' + (-10)$$

$$V_s = - \frac{5}{2} t' - 10$$

Completando o gráfico na figura 5d:

$$t = 21 \rightarrow t' = 1 \rightarrow V_s = -7,5 \text{ V}$$

$$t = 22 \rightarrow t' = 2 \rightarrow V_s = -5 \text{ V}$$

$$t = 24 \rightarrow t' = 4 \rightarrow V_s = 0$$

$$t = 27 \rightarrow t' = 7 \rightarrow V_s = 7,5 \text{ V}$$

$$t = 30 \rightarrow t' = 10 \rightarrow V_s = 15 \text{ V}$$

$t = 31 \rightarrow t' = 11 \rightarrow V_s = 17,5 \text{ V}$ (saturação da saída do operacional)

Circuito diferenciador — Dado o circuito da figura 6, que é um diferenciador, queremos agora demonstrar que:

$$V_s = RC \frac{dV_e}{dt}$$

Para isto, iremos considerar novamente que $R_e = R_f = \infty$ e que o capacitor C é ideal. Assim teremos:

$$I_1 = C \frac{dV_e}{dt} \quad (\text{corrente do capacitor}) \quad (I)$$

$$I_2 = \frac{V_s}{R} \quad (\text{corrente de realimentação do operacional}) \quad (II)$$

(corrente de realimentação do operacional)

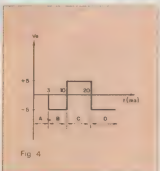


Fig. 4

Sinal aplicado à entrada do integrador.

CURSOS DINÂMICOS

ELETRÔNICA DE VIDEOGAMES

— Teoria e Manutenção
Cr\$ 42.000 - mais despesas postais

MANUTENÇÃO DE MICROCOMPUTADORES

Cr\$ 34.500 - mais despesas postais

ELETRÔNICA BÁSICA — TEORIA/PRÁTICA

Cr\$ 20.000 - mais despesas postais

RÁDIO — TÉCNICAS DE CONSERTOS

Com capilulso dedicado aos FMs, Alta Fidelidade, Stereo, etc.

Cr\$ 24.000 - mais despesas postais

TV A CORES — CONSERTOS

Com todos os problemas que ocorre na TV e as respectivas peças que provocam tais problemas

Cr\$ 18.000 - mais despesas postais

TV BRANCO E PRETO — CONSERTOS

Você, sabendo o defeito, imediatamente saberá quais as peças que devem ser trocadas

Cr\$ 16.000 - mais despesas postais

SILK SCREEN

Para você produzir circuitos impressos, adesivos, camisetas, chaveiros e muito mais com muitas ilustrações

Cr\$ 20.000 - mais despesas postais

FOTOGRAFIA

Aprenda fotografar e revelar por apenas

Cr\$ 12.000 - mais despesas postais — ou gratuitamente se o seu pedido dos cursos for acima de Cr\$ 68.000

PETIT EDITORA LTDA.

CAIXA POSTAL 8414 — SP — 01000

Av. Brig. Luit Antonio, 383 — São Paulo

SEM
PRECONCEITO

NOVA ELETRÔNICA

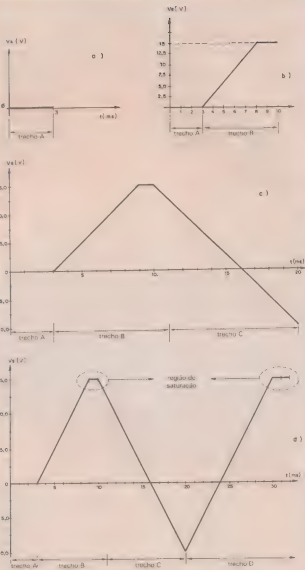


Fig. 5

Comportamento da tensão de saída do integrador.

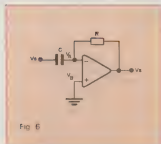


Fig. 6

Circuito diferenciador com amplificador operacional.

Como $R_0 = \bar{R}_0 = \infty$, $I_1 = I_2 = 0$, podemos igualar ① e ②:

$$\frac{V_s}{R} = C \frac{dV_e}{dt} \rightarrow V_s = RC \frac{dV_e}{dt} \quad \text{c.q.d.}$$

Portanto, o circuito da figura 6 apresenta em sua saída uma tensão propor-

cional às variações da tensão de entrada V_e .

Agora podemos retornar ao gráfico da figura 2c, cujo comportamento pode ser descrito segundo a expressão $V_s = K \cdot t$, onde K representa o coeficiente angular da reta e vale 1.

Observe que a função do circuito diferenciador é fornecer os coeficientes angulares das retas tangentes correspondentes a pontos da curva do sinal de entrada V_e . Com o mesmo intuito da primeira parte deste artigo, iremos agora igualar a tensão de saída do circuito da figura 6 à seguinte expressão:

$$V_s = -RC \frac{\Delta V_e}{\Delta t}$$

E calcularemos a resposta do circuito para um sinal de entrada V_e que obedece ao gráfico da figura 2c.

Assim, mantendo os valores anteriores de $R = 10 \text{ k}\Omega$ e $C = 100 \text{ }\mu\text{F}$, iremos, novamente, igualar o produto RC à unidade (constante de tempo). Então teremos:

$$V_s = -1 \cdot \frac{5 - 0}{5 - 0} = V_s = -1 \text{ V}$$

Ou, utilizando o cálculo, lembrando que $(Kt)' = K \cdot t'$:

$$V_s = 1 \frac{d(Kt)}{dt} \rightarrow V_s = -1 \text{ V}$$

Pode-se verificar que o circuito da figura 6 exibe em sua saída uma tensão cujo valor corresponde à inclinação da reta da figura 1, obviamente descontando do resultado o sinal negativo que diz respeito somente à inversão de fase do sinal de entrada na saída do amplificador operacional.

Outro ponto importante a se ressaltar é a "igualdade" grosseira, realizada para ambos os circuitos:

$$\frac{dV_s}{dt} = \frac{V_2 - V_1}{t_2 - t_1}$$

que somente pode ser válida para equações do tipo $f(x) = Ax + b$ quando a derivada de $f(x)$ é constante e igual a $f'(x) = A$.

FALTA DE ENERGIA? Seu problema acabou...

OS INVERSORES fabricados por nós fornecem energia comercial de 110 ou 220VCA, de uma simples bateria.

Utilize nossos inversores para:

- **INFORMÁTICA** (computadores, terminais, impressoras, modems, flops, etc...).
- **BALANÇAS** eletrônica, caixas registradoras.
- **QUALQUER CASO** aonde o black out pode prejudicar o seu negócio.
- **TERÁ ILUMINAÇÃO** fluorescente ou incandescente, inclusive em sua fazenda, sítio, navio, indústria, ou qualquer lugar aonde surja este problema.

Fabricamos inversores que entram automaticamente caso fal-

ta de energia, já com o próprio carregador embutido (no break, UPS), desde 150VA até 20KVA, onda quadrada ou senoidal.

ATENÇÃO: A nossa onda senoidal não tem distorção harmônica.

TRANSFORMADORES e reatores de 100VA até 20KVA para eletrônica, ou fins industriais.

CONVERSORES CC/CC, fontes reguladas, fontes chaveadas, também para informática.

ESTAÇÃO DE SOLDA, com sensor eletrônico regulagem eletrônica de temperatura.

FERROS DE SOLDAR, norma Embratel de 48V 40W.

Fabricamos também ferros de soldar com ou sem sensor ele-

trônico de 12V, 24V, 110 e 220V — 40W, ou qualquer outro sob encomenda.

FAÇA SEU CIRCUITO IMPRESSO EM 30 MINUTOS.

- Linha completa de produtos químicos para confecção fotográfica de C.I. a partir da obra de arte até o acabamento. Filmes e reveladores para obra de arte. Desengraxante, emulsão para fotografar sobre placas de cobre.

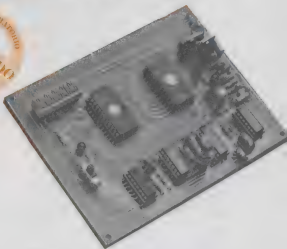
Prata ou estanho para acabamento.

- **FABRICAMOS TAMBÉM CIRCUITOS IMPRESSOS** sob encomenda em qualquer quantidade em curto prazo.

DISCOVERY ELETRÔNICA LTDA.

RUA AMAZONAS DA SILVA, 378 — VILA GUILHERME — CEP 02051
FONE: 292-9365 — SÃO PAULO - SP

Um duplicador de EPROMs auto-suficiente



Ideal para pequenas linhas de montagem ou bancadas de teste e manutenção, este circuito utiliza apenas 4 CIs e alguns transistores, além de trabalhar independentemente de computadores

A idéia do projeto deste circuito nasceu durante a 12ª Feira de Eletro-Eletrônica, quando tivemos a oportunidade de conversar "ao vivo" com vários leitores da NE, visando atendê-los melhor e ouvir seus pedidos. Na área de gravação de memórias, dois circuitos foram aprovados pela maioria dos leitores que nos visitou: um programador que não fosse vinculado a nenhum computador pessoal e um duplicador de EPROMs — cuja finalidade, como o próprio nome diz, é gravar uma EPROM a partir de outra, já gravada.

Escolhemos, assim, para esta edição, um circuito simples e confiável, capaz de reproduzir o conteúdo de dois tipos de memórias EPROM: 2716 e 2732. Quanto ao outro projeto, o programador de EPROMs "independente", informamos que já está em andamento, no qual tiramos proveito da placa terminal do controlador CICLOP. Aguardem!

Em blocos — Na figura 1 representamos o duplicador de memória sob a forma de diagrama de blocos. Pode-se perceber, de imediato, a posição das duas memórias no circuito, onde EPROM A é a gravada e EPROM B, aquela em branco. Um contador de 12 bits, um circuito de clock, um seletor de tensões para a EPROM B, duas fon-

tes e um bloco de controle, responsável pela execução de todas as funções, completam o sistema. Antes, porém, de comentar a operação de cada bloco, vamos dar uma rápida espiada na figura 2, que nos mostra algumas formas de onda presentes nos pinos de controle das memórias 2716 e 2732.

Na figura 2a, observando o comportamento dos três pinos de controle da 2716 (CS, OE e VPP), pode-se constatar duas possibilidades de atuação: a modalidade de leitura, quando a memória está enviando dados, e a de gravação. Para a 2732 tem-se também duas formas distintas de operação: a de espera ou *standby* (quando o CI encontra-se parcialmente "desligado" da fonte) e a de gravação (fig. 2b). Como nosso objetivo é apenas duplicar memórias, e não desenvolver um programador inteligente, trabalhamos com esses sinais somente.

Simultaneamente ao sinal de gravação — VPP para a 2716 e OE/VPP para a 2732 — o bloco de controle deve enviar um sinal de nível baixo para o pino CS da EPROM A. Desse modo, somente no estado de gravação da EPROM B é que a EPROM A irá colocar seus dados na linha. É bom lembrar que o pulso de gravação deve ter um período máximo de 50 ms e uma tensão máxima de 25 V; para o duplicador, a fim de

não fazê-lo trabalhar no limite, foram escolhidos $VPP = 24 V$ e $t = 40 ms$. Lembramos também que para a memória 2716 foi previsto um ciclo de leitura, que serve para controlar a dissipação de potência. Além disso, decidimos, durante o projeto, fazer uma tensão VPP pulsada, de modo a tornar ainda mais segura a gravação dessas memórias.

Voltando ao diagrama de blocos da figura 1, podemos observar que o bloco "controle" exibe duas chaves de funções distintas: a de partida, responsável pelo início da gravação (que se realiza de uma só vez, ininterruptamente, após o acionamento dessa chave), e a de seleção, que determina o tipo de memória a ser gravado (2716 ou 2732).

Assim que a chave de partida é acionada, o controle ativa o terminal CS da EPROM A (levando-o a "0"), ao mesmo tempo em que aplica a tensão de gravação da memória B (VPP para a 2716 e OE/VPP para a 2732), durante os 40 ms, e ativa seu pino CS (CS = 1 para 2716 e CS = 0 para 2732). Terminado esse período, a linha de gravação volta a 5 V, enquanto a EPROM A é desabilitada (CS = 1) e a EPROM B realiza um ciclo de leitura (2716) ou de desabilitação (2732).

Como próximo passo, o controle incrementa o contador (que começa em

000H) e repete o ciclo de gravação, até que a contagem atinja 07FFH (2716 como EPROM B) ou 0FFFH (2732 como EPROM B). Observe que os 12 bits provenientes do contador estão diretamente ligados às linhas de endereços das memórias. Assim, no ciclo de gravação, enquanto a EPROM A coloca na linha de dados o conteúdo do endereço 000H (por exemplo), a EPROM B executa uma gravação no seu endereço 000H. Desse modo, ao fim da operação, o conteúdo das duas memórias será o mesmo.

Resta dizer, por fim, que o circuito de *clock* é responsável pelo acionamento sequencial das funções de controle, enquanto o bloco seletor de tensões determina, por intermédio do estágio de controle, os valores de tensão que devem ser aplicados à EPROM B.

O circuito — O esquema completo do duplicador de EPROMs pode ser visto na figura 3. Podemos estabelecer, de imediato, algumas comparações com o diagrama de blocos apresentado:

- C15 e C2, juntamente com a entrada V_{EE} , são representados pelo bloco "Fonte +5 Vcc";
- C16 e C1, mais a entrada V_{EE} , são representados pelo bloco "Fonte +24 Vcc";
- R4, R5, R6, Q2, Q5 e D4 formam o bloco do "seletor de tensões";
- R12, C7 é duas portas de C14 compõem o bloco "clock";
- C11 é o próprio bloco "contador";
- e o restante do circuito responde pelo bloco de "controle".

Inicialmente, ao se ligar o circuito, o *flip-flop* RS composto pelas duas portas NE de C14 é ativado através de R7 e C8, influenciando dois grupos de circuitos: com $\bar{Q} = 1$, vai provocar *reset* em C11 (pino 11) e C12 (pino 15), e com $\bar{Q} = 0$, vai provocar *reset* nos dois monoestáveis de C13, levando suas saídas Q1 e Q2 a "0". Com o pino 15 de C12 em "1", vamos ter as saídas Q3 = Q5 = 06 = 0, desse modo, o pino 18 da EPROM B (\bar{CS}) será igual a "0" (2716) ou "1" (2732), dependendo da seleção realizada através das microchaves DS5 e DS6, e o pino \bar{CS} da EPROM A ficará em "1" (por ser complementar à saída Q3 de C12). Observe ainda que, com Q3 = 0, temos o transistor Q2 saturado e, portanto, uma tensão de 5 Vcc no emissor de Q5.

O circuito vai permanecer nessa condição inicial indefinidamente, até que seja pressionada a chave de partida —

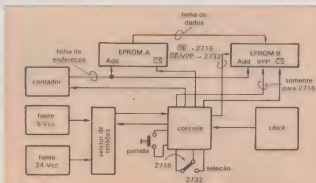


Fig. 1

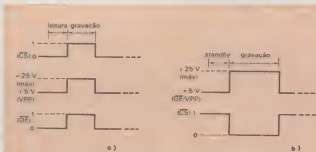


Fig. 2

quando tivermos, no *flip-flop*, $Q = 0$ e $\bar{Q} = 1$, dando origem às seguintes condições:

- pino 15 de C12 em "0" (contador Johnson prossegue em seu ciclo de deslocamento, acionando agora Q4 e, depois, Q5 — que vai incrementar o valor do contador C11 através de sua entrada de *clock* (pino 10). Logo após o incremento de C11, o contador Johnson (C12) sofre um auto-*reset*, dando início ao ciclo de gravação seguinte.

Assim, C12 começa a deslocar o estado lógico "1" presente em sua saída Q0, durante o *reset*, a partir do sinal de *clock* fornecido à sua entrada CK (pino 14) pelas outras duas portas de C14. Quando a saída Q3 desse contador for levada a "1", o monoestável A de C13 será restabelecido, através de sua entrada A2, segurando por aproximadamente 40 ms (o tempo de gravação) o estado lógico de Q3, por intermédio do terminal de habilitação de C12 (pino 13). Nesse instante pode-se ver que a tensão presente no emissor de Q5 é de 24 Vcc. O tempo desse monoestável é determinado pela constante RC imposta por R14 e C3.

Após o período desse monoestável, o pino 13 de C12 retorna ao estado baixo ($Q2 = 0$), permitindo que o contador Johnson prossegue em seu ciclo de deslocamento, acionando agora Q4 e, depois, Q5 — que vai incrementar o valor do contador C11 através de sua entrada de *clock* (pino 10). Logo após o incremento de C11, o contador Johnson (C12) sofre um auto-*reset*, dando início ao ciclo de gravação seguinte.

A sequência descrita vai se repetir, até que o *flip-flop* RS sofra um novo set — o que deve ocorrer em uma de duas situações distintas: quando o byte correspondente ao endereço 07FFH for gravado na EPROM B (no caso de uma 2716), ou assim que for gravado o byte correspondente ao endereço 0FFFH (no caso de uma 2732). Essas duas modalidades são selecionadas, antes do início da gravação, por meio das microchaves DS3 e DS4.

Supondo que devemos duplicar uma

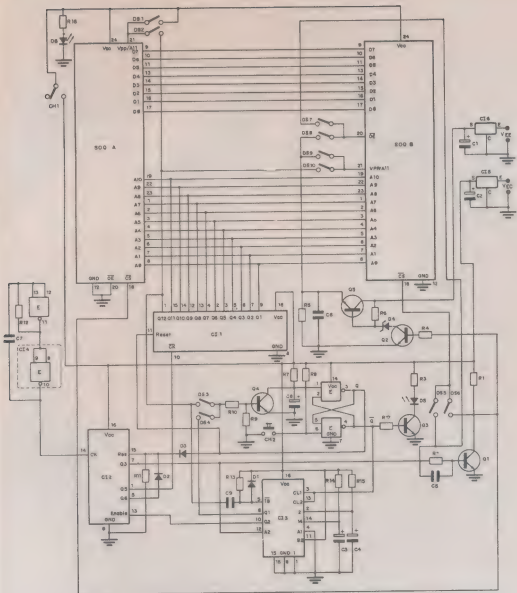


Fig. 3

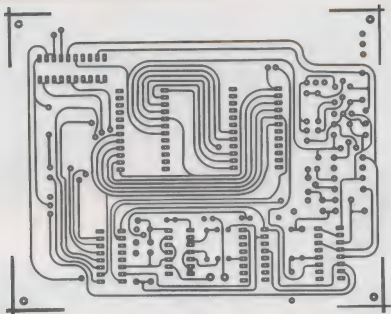


Fig. 5

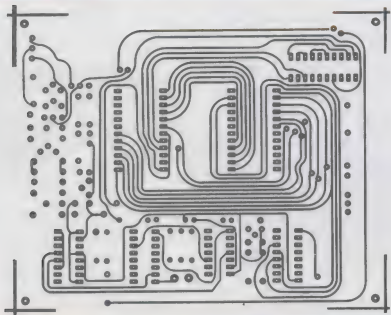


Fig. 6

Apresenta
TV a cores pelo
sistema PAL-M
brasileiro

DISTRIBUIDORA RECORD
DE SERVIÇOS DE
IMPRESSÃO S.A.
Rua Argentina, 171
20921 - RJ
Tel 121/560 5182

Agora, ao seu alcance, uma atividade atraente e lucrativa com a Enciclopédia Record de **ELETRICIDADE E ELETRÔNICA**

coordenada pelo Dr. Ronaldo Sérgio de Biasi,
professor do Inst. Militar de Engenharia, (IME)

*Ideal também para
resolver os problemas
do dia-a-dia em sua casa.*

PREÇO VÁLIDO ATÉ 31/01/86

Apresentada em 5 volumes ricamente encadernados, formato 14,5 x 22cm, fartamente ilustrada com cerca de 1200 gráficos e diagramas em suas 1350 páginas, esta coleção representa um passo importante em direção a um estudo unificado e simplificado dos princípios da ELETRICIDADE E ELETRÔNICA. A Enciclopédia Record de ELETRICIDADE E ELETRÔNICA abre o caminho para seu sucesso profissional além de resolver, com economia de tempo e de dinheiro, os problemas surgidos no dia-a-dia de sua casa.

VEJA O QUE CONTÉM OS 5 VOLUMES DA ENCICLOPÉDIA RECORD DE ELETRICIDADE E ELETRÔNICA.

VOL. 1 - PRINCÍPIOS E APLICAÇÕES DE ELETRICIDADE
Eletricidade e Condutividade • Circuitos Elétricos • Medidas • Sistema Internacional • Diagramas • Resistência • Transistores • Soldas • Transformadores • Capacitores • Díodos • Válvulas • Circuitos • Transistores e Receptores de Rádio e TV a cores e preto e branco.

VOL. 2 - CIRCUITOS DE CORRENTE ALTERNADA (CA) E CONTÍNUA (CC)
Princípios básicos • Circuitos Elétricos Simples e de Corrente Contínua (CC) Série e de Corrente Contínua (CC) Paralelo • Eletromagnetismo • Corrente Alternada • Cálculo de Resistência • Indutância • Cálculos RL • Capacitância • Circuitos RC e RLC • Transformadores.

VOL. 3 - CIRCUITOS A VÁLVULA E TRANSISTORIZADOS
Válvulas Eletrônicas e de mais de 2 Elementos • Semicondutores • Fontes de Alimentação • Amplificadores e Osciladores • Circuitos com Transistores e de Pulso.

VOL. 4 - INSTRUMENTOS DE PROVA
Multímetros • Voltímetros Elétricos • Osciloscópio • Provadores de Válvulas e Semicondutores • Medidores Ponte • Geradores de Sinais • Defeitos em Aparelhos Eletrônicos.

VOL. 5 - MOTORES E GERADORES
Princípios Básicos • Geradores e Motores de Corrente Contínua (CC) e de Corrente Alternada (CA) • Sistemas Trifásicos • Conversores • Sistemas de Controle.

RESPONDA
HOJE
MESMO!

- 5 belíssimos volumes no formato 14,5x22cm.
- Encadernação luxuosa e atraente com capa dura em todas as cores e plastificada.
- Fartamente ilustrada com 1.200 gráficos e diagramas.

**GRÁTIS
PARA VOCÊ!!!**

Responda antes
de 10 dias e receba
INTEIRAMENTE
GRÁTIS

o DICIONÁRIO DE
ELETRÔNICA E FÍSICA DO

ESTADO SÓLIDO (Português/Inglês - Inglês/Português) no valor comercial de Cr\$45.900

GARANTIA RECORD!

Você tem 10 dias para examinar a obra em sua casa, se não ficar satisfeito pode devolvê-la, que será reembolsada de tudo o que já nos tenha pago

PEDIDO AINDA HOJE

RECORTE PELA LINHA TRACEEJADA

CERTIFICADO ESPECIAL DE RESERVA

AO RP/RECORD Caixa Postal, 23052 Rio de Janeiro, RJ - 20922

SIM! Quero enviar-me o quanto antes a ENCICLOPÉDIA RECORD DE ELETRICIDADE E ELETRÔNICA em 5 volumes pela qual pagarei conforme anotado abaixo. Junto com o meu pedido quero receber também o **BRINDE GRÁTIS** a que tenho direito.

☐ À vista por apenas Cr\$199.900

☐ A prazo 1 pagamento de Cr\$79.900 mais 2 de igual valor. (Total: 239.700)

NOME

ENDEREÇO

CIDADE

EST.

CEP

DATA

ASSINATURA

NÃO MANDE DINHEIRO - Pague somente quando receber a encomenda no Correio

NE-104
PREÇO VÁLIDO ATÉ 31/01/86

Posição das chaves (D1 a D10)		
chaves	2716	2732
ímpares (DS1, DS3, DS5 etc.)	ligadas	desligadas
pares (DS2, DS4, DS6 etc.)	desligadas	ligadas

2716 (o que equivale a DS3 fechada e DS4 aberta), verificamos que, quando o contador C1 exibir o endereço 0800H, o flip-flop sofrerá um set através do transistor Q4. Em contrapartida na outra modalidade (DS3 aberta e DS4 fechada), o flip-flop somente será resetado quando a saída Q2 de C13 (correspondente ao seu monostável B) for igual a "1". Esse monostável é acionado na transição de descida do pino 1 de C1.

Por fim, CH1 tem por função desligar a alimentação das memórias, para a inserção ou retirada das mesmas, enquanto DS1, DS2 e DS7 a DS10 servem para realizar a seleção do tipo de memória a ser duplicada. A Tabela 1 resume a combinação dessas chaves.

Montagem — As figuras 4, 5 e 6 apresentam a placa empregada no nosso protótipo, que é de face dupla. Enquanto a figura 4 serve apenas como referência, para orientar na soldagem dos componentes, as outras duas trazem o traçado das duas faces em tamanho natural e já na posição correta para serem copiadas.

A montagem não oferece dificuldades, exigindo apenas alguns cuidados com o manuseio e soldagem dos integrados CMOS utilizados. Os pontos externos de conexão são apenas dois: a entrada V_{CC} , que deve ser ligada a uma fonte de 8 Vcc/350 mA, e a entrada V_{EE} , que deve receber 27 Vcc/100 mA. As fontes não precisam ser necessariamente reguladas, já que a placa do duplicador já inclui dois CIs reguladores. A figura 7 apresenta uma sugestão nessas condições; no entanto, qualquer fonte de alimentação que o montador dispuser poderá ser utilizada, desde que se enquadre nos valores mencionados.

Os componentes designados como SQA e SQB são os soquetes que devem

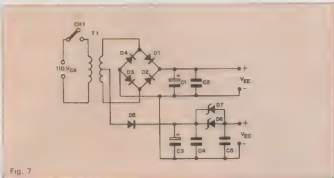


Fig. 7

alojar as EPROMs A e B, ou seja, as memórias gravada e em branco, respectivamente. Em nosso protótipo utilizamos, para esses componentes, soquetes de pinos torneados, o que sugerimos em caso de pouco uso do duplicador e de maior economia. Se a utilização for intensa, porém, recomendamos a adoção dos soquetes tipo "força

nula de inserção", como os da marca *Textool*, dotados de alavanca. Apesar de bem mais caros (são todos importados), agilizam a operação de gravação e reduzem os riscos para as memórias.

Observação: A placa, da forma como foi projetada, prevê a utilização de furos metalizados entre as duas faces. Isto permitiu tornar o traçado mais com-

Relação de componentes

DUPLICADOR

RESISTORES

R1 — 560 Ω
 R2, R4, R17 — 1 k Ω
 R3, R16 — 100 Ω
 R5, R7, R8 — 4,7 k Ω
 R6, R9, R12, R13 — 10 k Ω
 R10 — 2,2 k Ω
 R11 — 27 k Ω
 R14 — 470 k Ω
 R15 — 100 k Ω
 Obs.: Todos de 1/8 W.

CAPACITORES

C1 — 10 μ F/35 V (tântalo)
 C2 — 10 μ F/16 V (tântalo)
 C3 — 1 μ F/16 V (tântalo)
 C4, C8 — 10 μ F/16 V (eletrolíticos)
 C5 — 560 pF (cerâmico)
 C6 — 47 nF/250 V (poliéster metalizado)
 C7 — 100 nF/250 V (poliéster metalizado)
 C9 — 220 nF/250 V (poliéster metalizado)

SEMICONDUCTORES

C11 — 4040B
 C12 — 4017B
 C13 — 4528B
 C14 — 4011B
 C15 — 7805
 C16 — 7824
 Q1 a Q4 — BC237
 Q5 — BC140
 D1, D2, D3 — 1N4148
 D4 — zener 5,1 V/400 mW
 D5, D6 — LEDs vermelhos

DIVERSOS

SQA e SQB — veja texto
 DS1 a DS10 — microchaves tipo DIP
 CH1 — chave 1 pólo, 2 posições, miniatura
 CH2 — chave de pressão NA
 Placa de circuito impresso

FORNE DE ALIMENTAÇÃO

D1 a D5 — 1N4002
 D6, D7 — zeners 5,6 V/1 W
 C1 — 470 μ F/40 V (eletrolítico)
 C2, C4, C5 — 100 nF/250 V (poliéster metalizado)
 C3 — 1 000 μ F/25 V (eletrolítico)

pacto e a montagem, mais simples. Caso não seja possível sua confecção nessas condições, sugerimos duas opções:

1. Uma ligeira modificação do projeto, deslizando as ilhas de conexão entre as faces, de modo que não coincidam com os terminais dos componentes.
2. Soldar os componentes pelas duas faces. Nesse caso, é conveniente utilizar soquetes em todos os CIs.

Testes e utilização — Depois de montado e checado, o circuito do duplicador poderá ser testado mediante um osciloscópio e um multímetro, obedecendo-se à sequência:

1. Com o aparelho desligado, verifique se há continuidade entre os pinos de endereços das duas memórias e a linha de dados.
2. Ligue o circuito, sem memórias nos soquetes, e acione a chave de partida (CH2); isto, após ter selecionado as microchaves para gravar uma 2716 (veja a Tabela 1). O LED D5 deve acender por cerca de 1,5 minuto.

3. Depois de D5 apagar, comute as microchaves para a gravação de uma 2732 e pressione novamente a chave de partida; o LED D5 deve ficar aceso por 3 minutos.

4. Verifique se o emissor de Q5 encontra-se com 5 Vcc (estando D5 apagado) e 24 Vcc pulsados (com D5 aceso). Verifique também o pino 20 (OE/VPP), no caso de uma 2732, e o pino 21 (VPP), no caso de uma 2716. Por último, observe, durante o ciclo falso de gravação, a existência dos sinais mostrados na figura 2.

5. Confira então a existência de alimentação para as memórias (pino 24 dos soquetes), com CH1 fechada.

Para utilizar o duplicador de EPROMs, basta orientar-se pelos passos descritos a seguir:

1. Com as duas fontes desligadas, selecione o tipo de memória a duplicar (veja novamente a Tabela 1).
2. Ligue o duplicador e verifique se o interruptor CH1 está desligado (indicado pelo LED D5 apagado); o LED D6 também deve estar apagado.

3. Instale as memórias nos soquetes, sendo aquela em branco no soquete B, com o chanfro voltado para baixo, e a gravada, no soquete A, com o chanfro para cima.

4. Ligue então CH1 e o LED D6 deve acender.

5. Acione a chave de partida CH2; o LED D5 deve acender, permanecendo nesse estado até o final da gravação — que é cerca de 1,5 minuto para uma 2716 e de 3 minutos, para uma 2732.

6. Desligue CH1 e retire as memórias do soquete. As duas têm agora o mesmo conteúdo.

Se for necessário duplicar mais de uma memória com o mesmo conteúdo da EPROM A, basta retirar apenas a memória já gravada, inserir outra em branco, ligar CH1 mais uma vez e dar início a uma nova gravação, através de CH2, sem desligar as fontes externas. Apenas uma recomendação a mais, antes de encerrarmos o artigo: esteja certo de que toda e qualquer memória a ser duplicada está realmente em branco, antes de inseri-la no soquete B. ●

COMPUTAÇÃO ELETRÔNICA !



NÃO PERCA TEMPO! SOLICITE INFORMAÇÕES AINDA HOJE! **GRÁTIS**

NO MAIS PRECISO CURSO DE ELETRÔNICA DIGITAL E MICROPROCESSADORES VÓCE VAI APRENDER A MONTAR, PROGRAMAR E OPERAR UM COMPUTADOR.

MAIS DOBRO APOSTILA E LHE ENSINARÃO COMO FUNCIONAM OS REVOLUCIONÁRIOS CHIPS 8080, 8085, 280, AS COMPACTAS E MEMÓRIAS E COMO SÃO PROGRAMADOS OS MODERNOS COMPUTADORES.

VÓCE RECEBERÁ KITS QUE LHE PERMITIRÃO MONTAR DIVERSOS APARELHOS CULMINANDO COM UM MODERNO MICRO COMPUTADOR.

● CONSULTAS SOBRE OS PLANOS DE FINANCIAMENTO DE MICROCOMPUTADORES

CURSO POR CORRESPONDÊNCIA

CEMI - CENTRO DE ESTUDOS DE MICROELETRÔNICA E INFORMÁTICA
Av. Paulo Bonini, 411, 1.º 25 - Fone (011) 93-0093
Caixa Postal 12.219 - CEP 01000 - São Paulo - SP

Nome _____

Endereço _____

Bairro _____

CEP _____

Cidade _____

Estado _____

NE-104

Capacitores de Poliéster Metalizados de 1% Tolerância

Série 100

Projetado numa versão profissional e encapsulado em caneca plástica não higroscópica e auto-extinguível.

Proporcionam flexibilidade necessária para a montagem convencional ou não. Destinam-se à qualquer montagem elétrica em baixa e média frequência até 250 kHz, onde se faz necessária precisão no valor da capacitância e dimensões reduzidas em encapsulamento profissional, tais como:

- osciladores, timers, clock's
- filtros, integradores, diferenciadores, etc.

LANÇAMENTO



CALGE ELETRÔNICA LTDA

Avenida Vitor Gabriel, 97
05788 - São Paulo - SP
Telephone: (011) 511.2356

Como projetar circuitos impressos

Nosso objetivo, aqui, não é propriamente explicar como se passa um circuito do esquema para uma placa de circuito impresso. É mais uma tentativa de pôr no papel uma série de macetes práticos para o projeto de traçados, muitos deles considerados intuitivos pelos técnicos da área e pouquíssimos abordados na literatura especializada. Portanto, nosso verdadeiro objetivo será o de expor esses detalhes de uma forma mais clara e justificada, mostrando as várias etapas de projeto.

Existem diversas técnicas de fabricação de circuito impresso, mas todas, com exceção dos métodos caseiros, exigem um desenho "preto no branco", ou seja, um traçado a nanquim sobre papel vegetal, ou fitas colantes sobre poliéster ou filme transparente, ou, ainda, uma combinação dessas duas técnicas. É para esse tipo de desenho que as informações serão direcionadas, abordando tudo o que é preciso saber para se confeccionar placas de modo profissional e confiável.

Distribuindo componentes — É óbvio que a distribuição de componentes sobre a placa nunca deve ser feita aleatoriamente. Ao contrário, deve obedecer a vários critérios — entre os quais são importantes a simplificação do traçado e a obediência aos parâmetros elétricos do projeto eletrônico. Exemplificando o primeiro, que é o mais lógico, deve-se distribuir os componentes praticamente com a mesma disposição do diagrama elétrico, formando um desenho o mais plano possível — isto é, com poucos filetes dando voltas ou trespassando-se, pois dessa forma obtêm-se caminhos de ligação mais curtos entre componentes. Quanto ao segundo critério, é preciso conhecer razoavelmente a natureza do circuito: se é de alta ou baixa frequência, se possui correntes elevadas, se é digital ou analógico etc. Os demais critérios de importância são os que levam em conta as dimensões entre os elementos do circuito e a possível interação entre eles — térmica ou de ruído, por exemplo — que possa gerar perturbações. Conclui-se, assim, que o bom projetista de circuitos impressos deve conhecer ao menos um pouco de eletrônica.

Existem circuitos que podem passar diretamente de uma montagem tipo "aranha" para a placa impressa, funcionando sem problemas. Por outro lado, determinados circuitos só podem ser testados e depurados quando já montados na placa. Exemplificar tais detalhes é uma tarefa difícil, devido ao número de possibilidades existentes; além disso, como já dissemos, nosso objetivo é apresentar o projeto de traçados, de

forma generalizada. Todas as análises apresentadas destinam-se a placas de face simples, mas poderão ser adaptadas também às de dupla face.

Dimensionamento dos filetes e ilhas — A largura e a extensão dos filetes, assim como o diâmetro das ilhas de conexão, também não devem ser uma escolha aleatória. Sabe-se, por exemplo, que, quanto maior a largura do filete, maior será a confiabilidade do circuito impresso, embora nem sempre seja possível respeitar totalmente esse detalhe. Na verdade, a largura do filete depende da ordem de grandeza das correntes envolvidas no circuito; o efeito causado pela corrente manifesta-se de duas formas, devido à resistência elétrica do filete: dissipação de potência na forma de calor (efeito joule) e diferenças de potencial, ambas nocivas ao projeto de placas.

Para “sentir” melhor esse problema, basta aplicar a Lei de Ohm ao circuito impresso:

$$R = \rho \frac{l}{a \cdot b}$$

Nessa fórmula, dois dados são conhecidos de antemão, que são a resistividade do cobre ($\rho = 0,17241 \, \Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$) e a espessura do filete ($a = 0,05 \, \text{mm}$). Tem-se, portanto, uma resistência total de:

$$R = 0,345 l/b$$

onde “b” é a largura do filete, em milímetros, e “l”, a extensão do mesmo, em metros. Assim, por exemplo, um filete de 1 mm de largura e 0,1 m de comprimento teria uma resistência global de $0,0345 \, \Omega$ — um valor desprezível para circuitos pouco críticos, de aplicação geral.

Por outro lado, esse mesmo filete apresenta, em linha reta, uma indutância da ordem de 15 nH e sua largura vai determinar a corrente máxima de utilização, cuja análise deve ser feita usando-se a densidade de corrente ou potência (a condutividade do cobre é conhecida e pode ser considerada constante). No caso de filetes de circuito impresso, o valor máximo aceitável para a densidade de corrente (J) é de $35 \, \text{A}/\text{mm}^2$ — bem acima dos níveis permissíveis aos condutores cilíndricos comuns, graças à própria geometria plana dos filetes, que proporciona maior capacidade de dissipação de potência por unidade de área. Da mesma forma, a densidade de potência máxima superficial é de $2,5 \, \text{mW}/\text{mm}^2$.

O filete, como todo condutor, sempre apresenta alguma dissipação, mas se for mantido abaixo dessas densidades aceitáveis, as potências e correntes envolvidas não irão comprometer a placa. Se esses níveis fossem ultrapassados, haveria aquecimento excessivo da área ao redor das pistas, dilatação das mesmas e talvez até deslocamento e ruptura de algumas delas, em casos extremos. Cumpre observar, porém, que esses valores podem ser alterados de acordo com as condições de projeto e utilização; desse modo, por exemplo, os filetes podem ter sua espessura aumentada em até 5 ou mais vezes através do estanhamento superficial, caso em que seria preciso recalcular tudo desde o início. Resumindo, o dimensionamento das pistas deve obedecer a duas condições básicas: queda de tensão aceitável e densidade de corrente (ou potência). Vejamos um exemplo.

Vamos supor uma placa projetada para uma fonte de tensão de 5 V e 5 A, que usa apenas um regulador. Sabe-se que o filete que interliga a saída do regulador ao extremo da placa tem 6 cm de extensão. Admitindo, de antemão, uma queda de tensão máxima de 1% ou 0,05 V, vamos calcular primeiro a largura desse filete pelo método da queda de tensão:

$$R = V/I = 0,05/5 = 0,01 \Omega$$

$$R = 0,345 \ell/b = b = 0,345 \ell/R$$

$$b = 0,345 \cdot 0,06/0,01 = 2,1 \text{ mm}$$

Portanto, pela queda de tensão esse filete deve ter, no mínimo, 2,1 mm de largura. Vejamos o mesmo cálculo, agora, levando em conta a densidade de corrente:

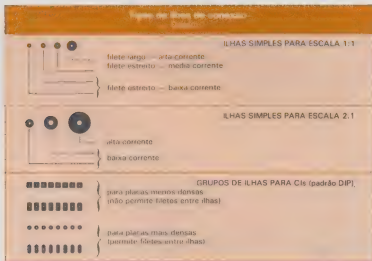
$$J = I/a \cdot b = 35 = I/a \cdot b$$

Se $I = 5 \text{ A}$ e $a = 0,05 \text{ mm}$, temos $b = 5/0,05 \cdot 35 = 2,85 \text{ mm}$

Assim, a largura mínima da pista é imposta pela densidade de corrente, devendo ser igual a 2,85 mm.

O formato e dimensão das ilhas de conexão também têm uma relativa importância no projeto. No Quadro 1 pode-se ver reunidas as principais opções encontradas sob a forma de símbolos transferíveis, comercializadas por várias marcas nacionais e estrangeiras. A figura foi dividida entre as ilhas simples, individuais, e aquelas usadas para CIs.

Efeitos da indutância — Vamos falar um pouco também sobre a indutância dos filetes, bem mais importante que os efeitos da capacitância, embora possa parecer o contrário. Muitos já devem ter notado que, em



placas de circuitos digitais mais complexos, existe um pequeno capacitor de desacoplamento junto a cada integrado ou, então, capacitâncias planas distribuídas, sob a forma de CIs. Tais capacitores, que não são exclusivos dos circuitos digitais, costumam ser usados para compensar o efeito da indutância das pistas do circuito impresso. Vamos ver um exemplo também para este caso, ilustrado na figura 1.

Supondo que as pistas de uma placa formem uma linha de alimentação para uma carga qualquer e tenham 0,4 mm de largura e 1,2 cm de extensão, vamos considerar que a indutância total desse percurso alcance cerca de 10 nH. Imaginemos, em seguida, que essa carga chavele da fonte uma corrente entre 10 e 70 ms, durante um intervalo de 15 ns — correspondente ao acendimento de dois LEDs, por exemplo. Teremos, então, uma tensão induzida sobre os filetes:

$$V = L \frac{\Delta I}{\Delta t} = 10 \cdot 10^{-9} \frac{60 \cdot 10^{-3}}{15 \cdot 10^{-9}} = 40 \text{ mV}$$

Considerando, agora, várias cargas dessa natureza ligadas à mesma rede de alimentação, torna-se claro que o problema vai aumentando, até alcançar níveis críticos, que podem comprometer todo o projeto. Por isso utiliza-se os capacitores de desacoplamento em tais casos, pois minimizam o problema. Os valores citados no exemplo ocorrem com frequência na prática, até mesmo em boas condições de montagem. Embora não pareçam de utilidade imediata para o projeto de placas, essas informações foram incluídas para enfatizar a importância de se fazer traçados com os filetes mais curtos possíveis. O exemplo dado envolveu um circuito de chaveamento, mas pode (e deve) ser extrapolado para outros casos. O cálculo do valor exato para o capacitor de desacoplamento varia muito, de um caso para outro, sendo impossível generalizá-lo aqui.

Informações adicionais — Em placas de uma certa complexidade, onde se exige um trabalho profissional, é conveniente desenhar o traçado em escala 2:1. Dessa forma, aumenta-se a confiabilidade da placa, já que se tornam visíveis todos os detalhes de interligação, além do aspecto estético, que, apesar de não ser tão importante, sempre influi no serviço final. De fato, todo projetista, com o tempo, passa a considerar seu trabalho uma arte. Uma vantagem adicional nessa técnica reside na eliminação de pequenas falhas (como os defeitos em desenhos a nanquim), que se tornam imperceptíveis após a redução.

Sobre o projetista recai, muitas vezes, a escolha do material-base para a placa de circuito impresso. Como todos sabem, os dois materiais mais utilizados para essa finalidade são o fenolite e a fibra de vidro. É de conhecimento geral, também, que a fibra de vidro possui características superiores às do fenolite, sendo inclusive bem mais cara. Na Tabela 1 procuramos fazer uma comparação mais concreta entre ambos, envolvendo custo, isolamento e outros fatores de interesse.

Como dissemos no início, nosso objetivo foi fazer uma coletânea de



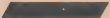






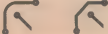






Fig. 1

Demonstração da influência da indutância nas pistas de circuito impresso.

Comparação entre materiais usados nas placas					
Tabela 1					
	custo	resistência mecânica	resistência térmica	isolação galvânica	resistência à furação
fenolite	baixo	razoável	baixa*	baixa	baixa
fibra de vidro	alto	alta	alta	alta	alta

* No caso de queima e carbonização, o fenolite torna-se condutor.

Informações e dicas práticas sobre uma arte muito intuitiva e pouco divulgada. Não foi possível sermos mais específicos, em certos detalhes, devido justamente a essas características do projeto de circuitos impressos. Nada impede, porém, que possamos expor uma série de exemplos práticos desse projeto, a fim de sedimentar um pouco mais essas informações. Tais exemplos foram reunidos no Quadro 2, que mostra as soluções errada e correta para cada caso, acompanhadas de suas justificativas. São situações que podem ser encontradas com frequência em todo tipo de circuito impresso e ilustram melhor o que se deve fazer do que muitas linhas de texto.

ERRADO	CORRETO	JUSTIFICATIVA
<p>linhas longas</p> 		<p>melhores condições de soldagem reduz o espalhamento de solda</p>
<p>ligação em triângulo</p> 		<p>melhor distribuição de corrente aumento da área útil reduz o número de pontos de chegada nas ilhas (de 2 para 1) melhor soldagem</p>
<p>cruzamentos</p> 		<p>reduz os pontos de chegada na ilha central (de 3 para 1) melhor soldagem</p>
<p>curvas</p> 		<p>redução da indutância do filete melhor estética</p>
<p>cruzamentos sobre ilhas</p> 		<p>melhor distribuição de correntes melhor estética</p>
<p>ilhas e pontas</p> 		<p>redução de correntes parasitas (solução utilizada por baixo de indutores e ferrites, devido às correntes de Foucault)</p>
<p>correspondência: filete-ilha</p> 		<p>a dimensão das ilhas deve corresponder à largura dos filetes</p>

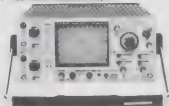
FILCRES :: INSTRUMENTOS

NOVOS PRODUTOS

OSCILOSCÓPIOS

CS 2150: 150 MHz/4 canais/8 traços

CS 2110: 100 MHz/4 canais/8 traços



CARACTERÍSTICAS

- SENSIBILIDADE 1 mV à 5V/div
- DELAYED SWEEP, 200 nS à 0,5 seg.
- VARREDURA:
 - BASE A - 20 nS à 0,5 seg. - 23 faixas
 - BASE B - 20 nS à 50 mseg. - 20 faixas
- MODO DE OPERAÇÃO HORIZONTAL:
 - A, A INT B, ALT, B DELAYED, DUAL, X-Y
- MODO DE OPERAÇÃO VERTICAL:
 - CH 1, CH 2, DUAL (ALT/CHOPI), QUAD (ALT/CHOPI), ADD
- HOLD OFF VARIÁVEL
- DISPOSITIVO BEAM FINDER PARA LOCALIZAÇÃO DOS TRAÇOS
- OPERAÇÃO X-Y
- ENTRADA PARA EIXO Z
- IMPEDÂNCIA DE ENTRADA 1 MOHM/28 pF e 50 OHMS
- TENSÃO DE ACELERAÇÃO 16 KV
- DIMENSÕES 13,8 x 28,4 x 40 cm
- PESO 7,5 kg
- ALIMENTAÇÃO 110/220 VAC

GERADOR DE FUNÇÕES/VARREDURA

FG271

- SAÍDA DE 0,02 Hz à 2 MHz
- FORMAS DE ONDA: SENOIDAL, QUADRADA E TRIANGULAR
- SAÍDA DE ALTA PRECISÃO E BAIXA DISTORÇÃO
- VARREDURA INTERNA LINEAR E LOG.
- SAÍDA EM TREM DE PULSOS
- ALIMENTAÇÃO 110/220V.



GERADOR DE RF

SG402

- FAIXA: 100 MHz à 30 MHz, 6 faixas
- MOD. INTERNA: 400 KHz
- MOD. EXTERNA: 50 Hz à 10 KHz
- VOLT. SAÍDA: 0,1 V.R.M.S.
- PRECISÃO: $\pm 1,5\%$
- ALIMENTAÇÃO: 117/230 V.



VOLTÍMETRO ELETRÔNICO AUTOMÁTICO

- TENSÃO: 1 mV à 300 V/12 escalas
- FREQUÊNCIA: 10 Hz à 100 KHz
- IMP. ENTR.: 10 MOHM/45 pF
- PROTEÇÃO C/SOBRECARGA
- ALIMENTAÇÃO: 110/220
- PESO: 3,2 kg



MEDIDOR DE POTÊNCIA

PF810

- DETECTA C/EXATIDÃO QUALQUER LINHA INTERMEDIÁRIA DE POTÊNCIA
- FREQUÊNCIA: 1,8 à 200 MHz
- VSWR: 1,9 a 3,5 MHz
- SELETOR P/DOIS TIPOS DE ANTENA



- INSTRUMENTOS COM QUALIDADE TRIO - KENWOOD
- GARANTIA: 1 ANO - ASSISTÊNCIA TÉCNICA PERMANENTE

FILCRES ELETRÔNICA ATACADISTA LTDA.

Rua Aurora, 165 - SP - Tel.: PBX (011) 223-7388 - Telex (011) 31298 Direto - SP - 223-1446/
222-3458/220-8113/220-7954 Direto outros Estados: 222-5430/221-0326/223-7649/222-0284



Uma análise da alimentação do horizontal

O consultor responde a mais duas cartas: uma discorrendo sobre defeito na fonte do estágio horizontal e outra sobre a adaptação do micro *Commodore* à televisão

Curto-circuito na fonte

Como assinante da NE desde outubro de 84, sendo que há anos me interesse por eletrônica, encontrei nesta revista infinita fonte de pesquisa. Foi numa dessas pesquisas que, folheando o n.º 90 — agosto/84, deparei-me com o artigo "Quando a imagem some". Ele tocava no assunto que ora passo a narrar. Há cerca de um ano adquiri e montei um kit de TV preto e branco, da Ibrapre, que, no fim da montagem, não funcionou. Durante um teste, depois de montado, mas ainda sem o tubo, curto-circuituei acidentalmente o capacitor eletrolítico da fonte. Com o tubo no lugar, ao ligar a TV, o resistor R67 (3,9 k; 5,5 W) começou a aquecer, fumegando a ponto de se queimar. Não apareceu imagem nem som. Pergunto: o capacitor eletrolítico poderia alterar a tensão B1, que apresentou 175 V? Um curto-circuito no horizontal poderia causar esta alteração? Minha inexperienceência pode estar causando dúvidas ainda maiores, por isso eu gostaria, se possível, de uma "pista" para a solução deste problema. Uma resposta esclarecedora seria para mim um estímulo ainda maior para continuar estudando eletrônica.

Antônio Carlos Lima de Araújo — São Vicente, SP

Uma atitude muito gratificante é poderemos transmitir uma parte de nossa experiência, acumulada durante anos, na área de vídeo, aos leitores e amigos que estão se iniciando nesta atividade e fornecer algumas dicas que consideramos fundamentais ao desenvolvimento do técnico. Como temos repetido aqui constantemente, existem dois requisitos básicos para que um técnico obtenha sucesso na prática de manutenção de receptores de TV.

O primeiro é adquirir um conhecimento sólido a respeito da teoria de funcionamento de um receptor. Este conhecimento "sólido", a que nos referimos, não significa que deva decorar todos os circuitos que compõem um televisor, mesmo porque tal procedimento é humanamente impossível de ser realizado. Conhecer a teoria de funcionamento significa conhecer os processos de como e por que são realizados os tratamentos dos diversos sinais. Apesar da relativa semelhança entre eles, a cada esquema de TV diferente que observamos, circuitos e configurações distintas se apresentam, porém o tratamento dos diversos sinais é basicamente o mesmo. Obviamente, com o crescente desenvolvimento da eletrônica, os estágios e mesmo as funções por eles desempenhadas vão sendo aprimorados, mas isto não deve repre-

sentar problema maior ao técnico que estiver bem preparado.

Como segundo requisito básico para um bom desempenho na tarefa de manutenção, é fundamental que o técnico adquira um desenvolvimento de raciocínio lógico. Este segundo requisito está intimamente relacionado ao primeiro, pois será muito difícil agir numa pesquisa de defeito com raciocínio lógico se a "mecânica de funcionamento" do aparelho que se está reparando não for solidamente conhecida. Um dos hábitos que o bom técnico deve adquirir é a paciência. Ou seja, ter calma e, sempre antes de agir, perder o tempo que for necessário estudando e analisando as prováveis causas no papel (esquema) e não no aparelho. Muito pouco resolverá ficar admirando aquele aglomerado de componentes e fios que se entrelaçam para todos os lados na busca de um componente esfumado, de um fio partido ou sabe-se lá o que. Naturalmente, para o desenvolvimento da pesquisa deve-se checar se certos estágios estão ou não operando satisfatoriamente, mas, na maioria dos casos, isto se resume a simples medições de algumas tensões.

Vamos, então, às dicas que irão auxiliá-lo na solução do caso que você nos apresenta. Primeiramente, uma análise teórica do princípio de funcionamento do circuito desta TV Ibrapre preto e branco, fornecida em kit.

A fonte de alimentação da rede retifica e filtra a tensão alternada fornecendo um " + B1" com valor aproximado de 127 VCC. Observe que dissemos aproximado, pois, não sendo estabilizado, o valor dessa fonte estará na dependência do valor da tensão da rede e do consumo do circuito. Como única tensão CC que alimenta a TV a partir da rede elétrica, ela é a dita principal. Esta tensão principal fornece energia (tensão x corrente) ao estágio de saída horizontal. E este, por sua vez, depois que entrou em funcionamento, provê, através de um resistor de limitação secundário do fly-back (transformador de saída horizontal), as alimentações secundárias para os demais circuitos, inclusive para o oscilador horizontal. Ou seja: o oscilador horizontal só funciona quando o estágio de saída horizontal estiver funcionando (pois depende da alimentação fornecida por ele), mas este estágio só funciona se receber o sinal de excitação do oscilador horizontal! Estamos verdadeiramente diante de um impasse, onde dois circuitos dependem um do outro. E quem dará a partida?

O sinal de partida para desempatar este jogo é dado por uma alimentação auxiliar ao oscilador horizontal, pela fonte principal. Assim, a tensão + B1, através de um resistor de limitação

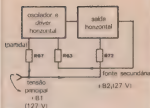


Fig. 1

Esquema de alimentação principal e secundária da saída horizontal.

(R67), fornece alimentação auxiliar ao oscilador, dando início às primeiras oscilações. Estas irão excitar a saída horizontal (fig. 1), já alimentada pela fonte de rede, fazendo surgir a tensão secundária (+ B2) de 27 V que irá garantir a alimentação correta do oscilador, mantendo a TV em regime de funcionamento.

Agora vamos responder diretamente a suas perguntas:

1 — Durante um teste, você curto-circuitou acidentalmente o capacitor eletrolítico da fonte e esta passou a apresentar 175 V. Este retificador é de meia-onda, portanto, admitindo-se que a tensão da rede seja de 115 V (eficaz), a tensão CC retificada e filtrada, na melhor hipótese, iria atingir o valor de pico de $115,0 \cdot 1,414 = 162$ V, como se pode entender pela figura 2. O valor de 175 V poderia ser atingido desde que a tensão da rede fosse de 123 V (eficaz), mas não em consequência do eletrolítico. Um curto-circuito na saída da fonte — mostrada na figura 3 —, principalmente se for logo após o diodo retificador, deixando de fora o resistor de filtro R107, eleva substancialmente a corrente sobre o diodo, danificando-o na maioria dos casos de modo instantâneo. Se o valor alto da tensão +B1 foi encontrado só depois do acidente, certamente ele foi provocado pelo não fun-

cionamento do diodo retificador, e esta tensão alta não corresponde a uma tensão CC. É muito fácil fazer uma constatação do estado deste diodo com o ohmímetro. Desligue pelo menos um dos seus terminais e comprime os sentidos de condução e corte.

2 — Você perguntou também se um curto no circuito horizontal poderia estar causando esta alteração. As fontes de alimentação não estabilizadas possuem uma significativa resistência interna, de forma que quanto maior for o consumo de corrente menor será a tensão de saída. Portanto (raciocínio lógico), jamais uma sobrecarga ou, pior ainda, um curto-circuito no horizontal poderiam elevar a tensão da fonte. O que pode estar ocorrendo é que seu instrumento está lendo picos de sinal alternado, e não contínuo, fornecendo talvez uma leitura falsa. Repetimos, quando a fonte for acidentalmente solicitada, mesmo que por breves momentos, por picos de corrente (curto-circuito), a primeira providência será verificar o perfeito estado do diodo retificador, que é o componente mais vulnerável deste circuito.

3 — R67 começou a aquecer, fumegando a ponto de queimar, e não existe nem imagem nem som. Observe que a nossa última preocupação neste caso seria observar se existe imagem ou som. Já dissemos, não nos resolverá nada ficar apreciando a TV quando estamos sabidamente diante de um problema na fonte de alimentação. O esfumaçamento de um resistor só tem uma causa: a potência ($V \times I$) aplicada sobre ele superou a sua capacidade de dissipação.

Vamos então, pelo raciocínio lógico, verificar porque está sendo aplicada uma potência tão alta a ponto de queimar o resistor e neste caso não nos preocupamos se existe imagem ou som. A queima do resistor está relacionada diretamente com a tensão superior em

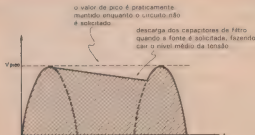
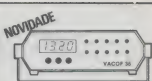


Fig. 2

Forma de onda de tensão sobre os capacitores de filtragem da fonte



OFERTA DE LANÇAMENTO 3 INSTRUMENTOS EM 1 (MULTIMETRO + CAPACÍMETRO + FREQUENCIÔMETRO)

MODELO	YACOF 36	YACOF 35
DISPLAY	LED 3 1/2 dígitos	LED 3 1/2 dígitos
ESCALAS	Voltas Amperes Capac. Ohms Frequ.	0-1 até 1000 0-1 m até 1 2 m até 20 µF 1 k até 10 M 1 a 999 99 Hz
DIMENSÕES	85 x 90 x 130	85 x 90 x 130
ALIMENTAÇÃO	110 ou 220 V	110 ou 220 V
PREÇO (CR\$)	2.450.000	2.950.000

CONDIÇÕES DE VENDA

- Atendemos pelo Recibo ou Fatura e VAREJO pedindo acionamento de cheque nominal ou Vale Postal de 10% do valor, com depósito de depósito por nota com a
- Pedidos acompanhados de Cheque Nominal ou Vale Postal pelo valor integral, sem DESCONTO de 15%.
- Pedidos após 15.11.85 e até 15.12.85 terão desconto de 10%.
- No pedido, indicar Modelo e selos.

Pedidos a:
BIDOS IND. E COM. LTDA.
Rua Ribeiro do Vale, 131
04566 - São Paulo - SP

ACEITAMOS REVENDIDORES EM TODO O BRASIL

Este é mais um dos
9 selos que você deve
coleccionar para receber
a capa do Curso de
Telefonia.



Basta recortá-lo e fixá-lo
no cupom fornecido
juntamente com o
1º fascículo.

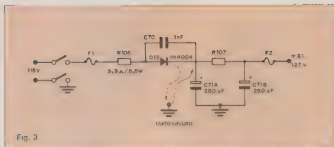


Fig. 3
Circuito de saída da fonte + B1, principal alimentação do estágio horizontal.

+ B1 que pode, inclusive, ser alternada, confirmando mais uma vez a hipótese do diodo retificador estar em curto.

Sanado este problema, você então deverá partir para a segunda etapa da verificação. Esqueça por ora do resto: se o televisor tem som, se tem imagem, se tem alta tensão etc., nada irá interessar mais a você agora do que verificar simplesmente se o oscilador horizontal já funciona com esta alimentação de partida. Perceba que os problemas devem ser resolvidos um a um e, quando menos esperar, a sua TV estará funcionando.

Verificar se o oscilador horizontal está funcionando nada mais é do que ver

se ele está fornecendo o sinal de excitação à base do transistor de saída horizontal. Como fazer isto? Vários e diferentes métodos podem ser aplicados e obviamente a maneira mais prática é dispor de um osciloscópio para simplesmente observar a forma de onda. A verificação da presença de um sinal alternado pode também ser feita sem o uso do osciloscópio, bastando que o técnico recorra a seus conhecimentos e os ponha em prática.

Desejamos dar a você, e aos demais leitores que também estão lendo a matéria, somente um empurrãozinho para que desenvolvam seu raciocínio e ponham em prática tudo o que sabem. Lembre-se que, se o oscilador horizontal não estiver funcionando, será perda de tempo ir procurar algum resistor queimado ou fio desligado na saída horizontal ou no circuito de áudio, ou constatar que não existe MAT. Concentre sua atenção no oscilador e ponha-o em funcionamento, utilizando toda sua capacidade adquirida, e só então passe a pesquisa do problema para o estágio seguinte: a saída horizontal. Isto se a TV já não estiver funcionando a esta altura dos acontecimentos. Boa sorte e mantenha contato.

Adaptação de micro à TV

Sou possuidor de um microcomputador Commodore 64. Fiz uma adaptação para transformá-lo em N-linha, usando um dos artigos desta revista que, inclusive, falou sobre transformações em videogames. Infelizmente, não me foi possível trocar o cristal no micro, porque sua frequência é quatro vezes a utilizada pelo sistema NTSC e não achei no mercado um cristal com um valor de quatro vezes o utilizado pelo sistema PAL-M. Além disso, poderia causar algum problema com interrupções e incompatibilidade de I/O. Então troquei o cristal de TV por um NTSC e o sistema todo funcionou, apesar de perceber que estou perdendo as linhas pares. Outro problema é a defasagem das cores: elas aparecem com sombra

à direita, ficando defasadas de 90 graus. detalhe que também se nota nos videogames.

O que eu realmente quero saber é se existe no mercado algum CI que possa decompor o sinal de croma NTSC gerando sinais R-G-B e Y, e um outro CI que os recomponha num sinal de croma PAL-M, fazendo assim um sistema realmente PAL-M.

Cláudio Rinaldi — São José dos Campos, SP

Caro Rinaldi, a transformação de um microcomputador (colorido) NTSC para o nosso sistema é altamente desaconselhável de ser feita no próprio equipamento, pois uma primeira dificuldade é encontrada no cristal que opera a uma frequência múltipla da subportadora de croma. Entretanto, isso não significa que não exista solução para este caso, muito pelo contrário. A solução pode ser resumida em: 1) adaptar a sua TV para receber sinais NTSC; 2) converter o sinal NTSC para o sistema PAL, pelo uso de um transcodificador.

Adaptar o televisor ao sistema NTSC — o que deve ser feito incluindo o uso de uma chave seletora, para não deixar o TV ligado exclusivamente ao micro — é bastante simples e, sem dúvida, representa a solução mais econômica. Basta trocar o cristal de croma pelo equivalente no sistema NTSC e bloquear o funcionamento da chave PAL, impedindo que as linhas sejam invertidas.

Com estas alterações corretamente efetuadas, a recepção do sinal NTSC deverá ser perfeita e nítida. Veja que, apesar de aparentemente simples, cada circuito de receptor poderá exigir algumas providências extras para aceitar esta nova condição, como travar a chave PAL na posição correta, desbloquear a tensão de killer, efetuar o ajuste de fase etc.

A segunda opção que apresentamos a você é bem mais complicada e, conseqüentemente, mais cara. Os transcodificadores de croma, hoje já comercializados em várias lojas especializadas de São Paulo, decodificam o sinal NTSC (sinal de vídeo) e o codificam novamente pelo sistema PAL. O sinal é então modulado em RF para ser injetado diretamente na antena do receptor. Este processo sempre adiciona uma certa quantidade de ruído ao sinal, deteriorando ligeiramente a qualidade da imagem. Tem, por outro lado, como vantagem principal, o fato de que tanto o receptor de TV como o micro (ou videogame ou videocassete) permanecem com seus circuitos originais intactos, condição de enorme importância para alguns possuidores de equipamentos importados. Enfim, a opção é sua. ●

Assinando Nova Eletrônica, você vai garantir todos os fascículos de Telefonía Básica.

Faça ou renove já sua assinatura. Nesta mesma edição você pode encontrar um cupom com todas as informações necessárias.

DESCUBRA AS VANTAGENS DOS PRODUTOS CEDM



REF M/1147



REF M/1144

MONITOR DE VIDEO VERDE CEDM 12"

REF M/1140: Base LP, 500 control, 705 B, C/S 7.500.000
 REF M/1141: Base TA, 500 B, C/S 7.500.000
 REF M/1142: Base TA, 500 B, 5000 Appt. Modulação, C/S 7.500.000
 C.O. 7.500.000

CABO DE RF

REF M/1152: Cabo 10m, 705 B, C/S 20.000
 REF M/1153: Cabo 10m, 705 B, C/S 20.000

FONTE 0-5V1A

REF M/1154: Fonte 0-5V1A, C/S 200.000
 REF M/1155: Fonte 0-5V1A, C/S 200.000
 REF M/1156: Fonte 0-5V1A, C/S 200.000

PLACA EXPERIMENTAL

REF M/1143: Placa experimental 100-pin, C/S 200.000
 REF M/1144: Placa experimental 100-pin, C/S 200.000
 REF M/1145: Placa experimental 100-pin, C/S 200.000
 REF M/1146: Placa experimental 100-pin, C/S 200.000
 REF M/1147: Placa experimental 100-pin, C/S 200.000
 REF M/1148: Placa experimental 100-pin, C/S 200.000

CABO DE GRAVADOR

REF M/1157: Cabo 10m, 705 B, C/S 20.000
 REF M/1158: Cabo 10m, 705 B, C/S 20.000
 REF M/1159: Cabo 10m, 705 B, C/S 20.000

FONTE REGULADA DE 0-30 V1A

REF M/1160: Fonte regulada de 0-30 V1A, C/S 7.000.000
 REF M/1161: Fonte regulada de 0-30 V1A, C/S 7.000.000

FONTE SIMÉTRICA 0-15 0V1A

REF M/1162: Fonte simétrica 0-15 0V1A, C/S 450.000
 REF M/1163: Fonte simétrica 0-15 0V1A, C/S 450.000

FONTE SIMÉTRICA 0-12 0V1A

REF M/1164: Fonte simétrica 0-12 0V1A, C/S 450.000
 REF M/1165: Fonte simétrica 0-12 0V1A, C/S 450.000

DESMAGNETIZADOR DE FITA E DISKETE

REF M/1166: Desmagnetizador de fita e diskete, C/S 100.000

REF M/1143



REF M/1158

REF M/1159

REF M/1160

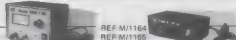


CEDM - CENRO DE ESTUDOS E DESENVOLVIMENTO EM ELETRÔNICA LTDA
 AV. PIRENEAS, 430 - JARDIM - PORTAL 1847 - FONE: 33000000
 REF M/1141 - 100-50000-111

Nome: _____
 Endereço: _____
 Cidade: _____
 Estado: _____
 CEP: _____

NOME DO PRODUTO	REF	PREÇO UNIT.	QUANT.	TOTAL POR PRODUTO

PREÇO VÁLIDO POR 15 DIAS ÚTIS A PARTIR DA DATA DE EMISSÃO
 VALOR TOTAL: R\$ _____



REF M/1156

REF M/1157

REF M/1164

REF M/1165

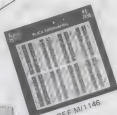
REF M/1166



REF M/1161

REF M/1162

REF M/1163



REF M/1146



REF M/1151



REF M/1152

REF M/1153



REF M/1140

REF M/1141

REF M/1142



REF M/1148



REF M/1145



"ATUALIZE-SE COM O FUTURO!"

Os tubos que ainda estão em desenvolvimento

Uma panorâmica das pesquisas que buscam capacitar as válvulas para maiores frequências e potências. E, no final, um glossário de termos de microonda

A pesar de o campo das microondas parecer bem conhecido, os principais construtores de válvulas dirigem suas pesquisas ao desenvolvimento de novos componentes. Atualmente, nesta área, um dos maiores objetivos é o de aperfeiçoar os modelos existentes; um outro aspecto é o desenvolvimento de componentes como os girotrons.

Os esforços de aperfeiçoamento refletem-se principalmente sobre as características de confiabilidade, duração de vida, rendimento elétrico e, enfim, sobre características específicas para aplicações particulares.

Catodos impregnados — É notória a importância do catodo sobre o desempenho dos tubos em RF. Assim sendo, os fabricantes têm programas já desenvolvidos para a fabricação de catodos impregnados, capazes de fornecer densidades de corrente mais elevadas, além de vida útil maior; daí o interesse que eles representam na melhoria do rendimento dos tubos.

A participação das empresas que fabricam tubos nos programas de desenvolvimento de TOPs para satélite tornou-se a motivação suplementar às pesquisas. Para esta aplicação particular, são exigidas vidas úteis de sete

anos (às vezes até mais). Por outro lado, as frequências de operação (11/12 GHz e outras maiores) não permitem o emprego dos catodos convencionais com óxidos, por razões ligadas à densidade de corrente requerida.

O modo de funcionamento dos catodos impregnados e seus processos de utilização eventual ainda são insuficientemente conhecidos. Em 1970, o Laboratório de Estudos Tecnológicos, em convênio com o Laboratório Central de Pesquisas da Thomson-CSF, iniciou trabalhos que já apresentaram importantes resultados. Tais trabalhos não permitiram apenas aumentar o conhecimento sobre o comportamento dos catodos como também produzir vários tipos de catodos aperfeiçoados, particularmente os chamados de matriz mista. Graças a este tipo de catodo, puderam ser obtidas densidades de corrente elevadíssimas, juntamente com durações de vida bastante longas. Os futuros TOPs para satélites, em particular os da faixa de 20 GHz, que serão utilizados normalmente na década de 90, usarão tais catodos. Outros tubos em desenvolvimento, como o girotron, e os tubos de altíssima potência para radar, aplicações científicas e industriais também utilizarão estes catodos, para melhorar o desempenho.

Girotron — Graças aos esforços pioneiros de cientistas soviéticos, recentemente foi produzido um novo tubo para RF, o girotron. Sua capacidade de fornecer potências extremamente elevadas com comprimentos de onda milimétricos obrigou os EUA, a Europa e o Japão a se associarem aos esforços soviéticos de desenvolvimento.

A Thomson-CSF, tendo vasta experiência no campo de frequências elevadas, interessou-se naturalmente por este novo tubo, de possibilidades extraordinárias. Simultaneamente, assumiu duas frentes de pesquisas: de um lado o programa de estudos fundamentais sobre o princípio de funcionamento do girotron e sua realização prática acima de 100 GHz; e, por outro lado, o desenvolvimento do primeiro girotron Thomson-CSF, um oscilador em 35 GHz para potência de pico entre 100 e 200 kW.

Oscilador de interação estendida — Na categoria de potências elevadas, ainda que inferior à dos girotrons, temos um novo tipo de tubo milimétrico que oferece também possibilidades interessantes: o oscilador de interação estendida ou OIE.

O OIE é um tubo derivado do klystron monocavidade: o circuito convencional do klystron (uma cavidade com um só espaço de interação) é substituído por várias cavidades acopladas, produzindo uma interação estendida. Se o comparamos com os klystrons reflex milimétricos ou aos magnetrons, o OIE apresenta a vantagem do feixe, o que lhe permite funcionar com níveis de potência bem mais elevados. Contrariamente aos outros tubos de interação longitudinal, o OIE tem dimensões reduzidas, o que simplifica os problemas de focalização. A estas vantagens, somam-se a fácil sintonia mecânica, a possibilidade de sintonia eletrônica (sobre uma banda restrita) e o rendimento relativamente elevado.

Os dispositivos de interação estendida parecem ter um futuro promissor, especialmente na banda de 94 GHz, cujo interesse é recente. A Thomson-CSF recebeu, como incumbência do governo francês, o objetivo de desenvolver e produzir o primeiro OIE, funcionando em 94 GHz, com potência de pico superior a 1 kW e potência média de alguns watts.

Klystrons de superpotência (KSP) — Atualmente, vários projetos recentes de aceleradores, alguns ainda em cur-

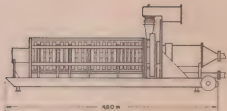


Fig. 41

Projeto avançado de um klystron de alta potência: 1 MW/350 MHz

so de definição, vêm exigindo potências superiores àquelas fornecidas pelos klystrons disponíveis. Além disso, aplicações como o aquecimento adicional do plasma nos reatores de fusão nuclear para produção de eletricidade, apresentam-se com fundamental importância para o futuro destes klystrons.

Nos dois casos citados, a necessidade de altíssimas potências, associada a elevados rendimentos, representa enorme dificuldade aos engenheiros encarregados do desenvolvimento do KSP. A Thomson-CSF engajou-se num importante programa de desenvolvimento, cuja definição inicial é construir um klystron que forneça 1 MW contínuo, operando próximo aos 350 MHz e com rendimento elétrico da ordem de 70% (objetivo = 75%). Este programa implica em altos investimentos em equipamentos de produção e controle, devido às dimensões e às potências atingidas por tal tubo.

Antes que o primeiro protótipo seja produzido, uma longa preparação é necessária. De início necessita-se do auxílio de computadores, após o que deparamos com problemas extremamente complexos a solucionar como:

- coletores capazes de dissipar densidades de potências que atinjam 1 kW/cm² contínuo (dez vezes superiores no caso de impulsos); tal resultado já foi obtido em tubos de grade para rádio e TV;
- janelas de saída de RF que possam transmitir a potência de 1 MW, ou mais, com baixas perdas e suportando os intensos campos eletromagnéticos existentes;

- neutralização dos perigos do efeito *multipactor*, causado pelos intensos campos eletromagnéticos, que podem degenerar o rendimento e até mesmo destruir o tubo;
- os esforços mecânico e térmico, ligados às dimensões dos tubos e aos regimes de funcionamento a que são submetidos.

Alargamento da banda passante —

Os amplificadores com campos cruzados, robustos e de estrutura circular oferecem numerosas vantagens para os radares móveis, dado o seu elevado nível de potência associado à forma compacta e peso razoável. Porém, sua banda passante relativa bastante reduzida constitui um limite ao desempenho do equipamento de radar, particularmente com a importância da agilidade de frequência e da resistência aos ruídos para a eficácia crescente dos sistemas de contramedidas.

A fim de eliminar esse empecilho, a Thomson-CSF pretende aumentar a banda passante relativa dos amplificadores com campos cruzados, ao nível de 60 kW em banda S. A primeira etapa do programa visou, essencialmente, determinar os efeitos dos seguintes parâmetros: modos de ressonância das janelas, adaptação de entrada e saída de RF e ressonâncias aleatórias de volume. Os primeiros resultados já são encorajadores, pois foi obtida uma banda passante relativa superior a 10% (11,7%). Conclui-se que o próximo objetivo do programa poderá ser atingido brevemente, que é o de obter uma banda de 15 por cento, para os amplificadores de campos cruzados.

Glossário

Abaco ou carta de Smith — Gráfico em coordenadas polares que representa o comportamento de alguns circuitos de microondas em função do coeficiente de reflexão da carga. Permite resolver problemas de adaptação. É composto por círculos que, percorridos, representam resistência, reatância e TOEs constantes. O mesmo diagrama, utilizado para plotar as características de funcionamento de um tubo (potência e frequência), em função da carga, é chamado de diagrama de Rieke.

Acoplador loop — Peça condutora introduzida nos guias de onda ou em uma cavidade ressonante a fim de introduzir ou retirar energia.

Adaptador (stubb) — Pequena parte de um guia de onda conectado ao circulator em T. Este adaptador se comporta como uma carga ligada à linha de transmissão e tem suas características (capacitância, indutância, condutância) definidas por sua geometria e terminação (comprimento). É utilizado para sintonizar guias de onda em medidas sob RF.

Banda passante instantânea — É a banda de frequências na qual a potência de saída (ou qualquer outro parâmetro específico do tubo) permanece superior a um valor definido, como 1 dB ou 3 dB abaixo do valor máximo, sem que ocorram modificações nos parâmetros elétricos ou mecânicos do tubo.

Bomba iônica — Bomba a vácuo eletrônica, usada para manter ou verificar o vácuo no interior de um tubo.

Carga espacial — Carga elétrica criada por uma nuvem ou um feixe de elétrons ou íons, sob vácuo ou baixa pressão gasosa, quando a densidade de carga é suficiente para produzir alterações locais na distribuição dos potenciais.

Carga fictícia — Dispositivo que apresenta as mesmas características de impedância que uma antena, porém não irradia.

Cavidade ressonante — Todo e qualquer ambiente fechado, limitado por um condutor, onde se desenvolvem oscilações eletromagnéticas, cuja frequência é determinada por sua geometria.

Coefficiente de conversão amplitude-fase — Traduz a diferença de fase entre os sinais de RF da entrada e da saída em função da potência de entrada. É

Intervalos de frequência para os radares					
IEEE-Radar			Tri-Service ECM		
designação das bandas	faixa de frequência (GHz)	designação das bandas	faixa de frequência (GHz)	designação das bandas	faixa de frequência (GHz)
UHF	0,3-1,0	A	0,10-0,25	H	6-8
L	1-2	B	0,25-0,50	I	8-10
S	2-4	C	0,5-1	J	10-20
C	4-8	D	1-2	K	20-40
X	8-12	E	2-3	L	40-60
Ku	12-18	F	3-4	M	60-100
K	18-27	G	4-6		
Ka	27-40				
mm	40-300				

expresso em %/dB. O fenômeno deriva da diminuição do feixe de elétrons quando aumenta a interação eletrônica, a partir de um nível situado aproximadamente 20 dB abaixo da potência de saturação de entrada.

Coefficiente de reflexão — Em um meio de propagação, num ponto e num modo de propagação determinados, o coeficiente de reflexão é definido como a relação entre um parâmetro associado à onda refletida e este mesmo parâmetro associado à onda incidente. O mais comum é considerarmos o "coeficiente de reflexão de tensão", que é a relação entre os valores do campo elétrico complexo (ou a tensão) da onda refletida e incidente.

Coefficiente de transferência amplitude-fase — Em um tubo amplificando pelo menos duas portadoras, a modulação em amplitude de uma portadora provoca a modulação em fase da outra. O coeficiente de transferência amplitude-fase mede a variação de fase, na saída de uma das portadoras (em graus) em relação à variação do nível de entrada da outra portadora (em dB).

Corrente de pico na partida (surto) — Corrente instantânea máxima em um filamento frio, no instante da aplicação de tensão.

Defasagem, variação de — Escala das diferenças de fase entre a portadora na entrada e na saída, medida habitualmente entre o nível de pequenos sinais (10 dB abaixo do nível de saturação) e o nível de saturação. A variação de de-

fase exprime a linearidade do tubo.

Distorção por intermodulação — Em telecomunicações, os produtos de intermodulação (ver definição) de ordem ímpar podem se sobrepor ao sinal de saída e devem sempre ser levados em consideração nos projetos. Particularmente, os produtos de 3ª ordem têm amplitude considerável e a distorção por intermodulação de 3ª ordem é um parâmetro de fundamental importância.

Distorção por retardo de grupo (group delay distortion) — Quando a defasagem introduzida pelo sistema considerado não variar linearmente com a frequência, o retardo de grupo, derivado da defasagem em relação à frequência, não será constante na banda de funcionamento. Normalmente exprimimos esta distorção como sendo a metade da diferença, em nanossegundos, entre os valores máximo e mínimo do retardo de grupo na banda.

Duração do impulso (período) — Intervalo de tempo durante o qual a amplitude instantânea atinge ou ultrapassa uma certa fração do pico do impulso.

Efeito de agrupamento dos elétrons — A modificação periódica da velocidade dos elétrons sob qualquer influência (campo de uma cavidade ou de uma linha à estrutura periódica) produz agrupamento dos elétrons em "pacotes". O tempo de trânsito dos elétrons submetidos a esta modulação de velocidade varia e os elétrons acelerados

tendem a ultrapassar os que são desacelerados.

Espaço de deslizamento (drift space) — Parte do tubo onde não é exercida a influência do campo elétrico aplicado ao exterior; o posicionamento dos elétrons é determinado por suas diferentes velocidades e pelos espaços de carga.

Fator de ruído — Relação, em dB, entre o ruído total na saída e o ruído na entrada, considerando, teoricamente, que o amplificador não introduz ruído.

Fator de utilização — Produto da duração do impulso pela frequência de repetição. Pode também ser definido como a relação entre as potências média e de pico na saída.

Frequências, bandas de — Existem vários sistemas para a designação das diferentes faixas ou bandas de frequências; muitos não correspondem a nenhuma norma internacional. Os sistemas mais utilizados são: IEEE, para radares; e tri-service, para sistemas de contramedidas. Ambos são mostrados na Tabela 1.

Ganho — Designa o aumento de potência para um sinal transmitido entre dois pontos. Normalmente, é expresso em dB; para os tubos de microondas, o ganho em potência é a relação entre as potências na saída e na entrada.

Ganho para baixos sinais — O ganho de potência, expresso em dB, para um TOP cujo nível de potência na saída esteja, no mínimo, 10 dB abaixo da saturação.

Hypervapotron — Marca registrada da Thomson-CSF, que define um sistema de refrigeração por vaporização e condensação d'água com circulação rápida do líquido refrigerante (água).

Ignitor (starter) — Eletrodo dos tubos de comutação a gás, utilizado para iniciar e manter a descarga entre si mesmo e um outro eletrodo situado a distância conveniente. Durante a descarga o tubo se comporta como um curto-circuito.

Impulso — Presença momentânea de energia durante um período tão curto que pode ser considerado como um fenômeno isolado.

Inclinação de ganho (*gain slope*) — Inclinação máxima da curva de variação do ganho de um tubo, em uma dada banda de frequência.

Intermodulação — Modulação recíproca de diversos componentes de uma onda complexa, produzindo ondas cujas frequências são iguais às somas ou às diferenças entre os múltiplos inteiros das frequências contidas na onda complexa original.

Kovar — Liga de níquel, cobalto e ferro bastante utilizada para as soldas entre vidro e metal, em razão de seu coeficiente de dilatação próximo ao do vidro, para uma grande faixa de temperaturas.

Linac ou linac — Abreviatura de *linear accelerator* (acelerador linear).

Linha de retardo ou linha com estrutura de retardo — Disposição particular de eletrodos, utilizada nos TOPs ou TORs. Serve para controlar a propagação da onda eletromagnética no tubo, de modo que o campo eletromagnético seja retardado e repartido no espaço ocupado pelo feixe de elétrons.

Microondas — Ondas eletromagnéticas cujas frequências se estendem desde os limites do infravermelho até frequências bem menores. Apesar de não existir uma definição precisa, consideramos que as microondas estão compreendidas entre 300 MHz e 300 GHz.

Modo — Um dos estados de um sistema vibratório ao qual corresponde uma das frequências de ressonância possíveis. O modo é caracterizado por uma repartição geométrica bem definida do campo eletromagnético.

Modulação em amplitude — Modulação na qual a amplitude da onda portadora varia proporcionalmente à amplitude instantânea da onda moduladora.

Modulação em fase ou em frequência — Modulação na qual o ângulo de fase (ou a frequência) de uma portadora senoidal é deslocado em relação ao ângulo inicial (ou à frequência inicial) de um valor que depende do valor instantâneo da moduladora.

Óptica eletrônica — Termo utilizado para descrever o estudo de um arranjo

de campos eletrostáticos (e, eventualmente, eletromagnéticos) estabelecido a fim de controlar as trajetórias dos elétrons.

Perveance — Quociente entre o valor da corrente catódica limitada pela carga de espaço e a tensão anódica de um diodo elevada a 3/2. Para outros tubos, a tensão de anodo é substituída pela tensão resultante do diodo equivalente. Seu valor é normalmente expresso em μpervs :

$$1 \mu\text{perv} = 1 \mu \frac{\text{A}}{\text{V}^{3/2}}$$

Potência, nível de — Em todo ponto de um sistema de transmissão, o nível de potência pode ser definido como a relação entre a potência constante e uma outra potência escolhida como referência.

Potência de saída na saturação — Potência máxima de saída de um amplificador com corrente de feixe constante; todo aumento da potência de entrada, a partir deste ponto, provocará uma queda da potência de saída.

Potência média de saída — Média da potência fornecida a uma carga, em um ciclo completo de operação.

Pulling — Para um oscilador é a escala de frequência produzida pela variação da impedância da carga.

Pulling figure — Em um oscilador é a diferença, em MHz, entre as frequências máxima e mínima de oscilação, obtidas quando a fase do coeficiente de reflexão da impedância da carga varia de 360°, mantida a amplitude deste coeficiente em um valor constante, geralmente igual a 0,2.

Pushing — Em um oscilador, é a variação de frequência devida a uma variação da corrente (ou da tensão) de alimentação.

Pushing figure — Para um oscilador, indica o *pushing* de frequência em MHz/A ou MHz/V.

Q, fator de mérito ou de qualidade — Fator de mérito de um sistema acumulador de energia, igual a 2π vezes a relação entre as energias eletromagnéticas acumulada e dissipada, durante um ciclo.

Qex (Q em carga) — Fator Q correspondente às perdas totais, externas e internas, do sistema descrito no verbebo seguinte.

Qex (Q externo) — Fator Q correspondente unicamente às perdas externas de um sistema constituído por um dispositivo acumulador de energia (uma cavidade por exemplo), ligado a um circuito externo que dissipa a energia.

Qv (Q em vazio ou intrínseco) — No sistema descrito, é o fator Q correspondente somente às perdas internas; ou, de maneira equivalente, é o fator Q de um dispositivo acumulador de energia que não está ligado a uma carga externa. O conjunto dos fatores Q definidos seguem a relação:

$$\frac{1}{Q_c} = \frac{1}{Q_{ex}} + \frac{1}{Q_v}$$

Rendimento elétrico — Relação entre a potência média de saída de um tubo e sua potência contínua total de entrada.

Rendimento eletrônico — Relação entre a potência disponível no circuito de saída e a potência média fornecida ao feixe, em uma frequência definida.

Taxa de crescimento de um impulso de tensão — Para os magnetrons e os klystrons que funcionam sob impulso, esta taxa é definida pelo maior valor entre as tangentes traçadas sobre o gráfico de subida do impulso, nos valores abaixo de 80% da amplitude.

Taxa de onda estacionária (TOE ou SWR) — Toda linha de transmissão, a menos que esteja perfeitamente adaptada, apresenta uma sobreposição entre ondas incidentes e estacionárias. A TOE é a relação entre as amplitudes máximas e mínimas da tensão, medidas sobre a trajetória das ondas.

Tensão de aquecimento reduzida (*standby heater voltage*) — A fim de permitir uma partida mais rápida, a tensão de filamento pode permanecer aplicada, porém com valor reduzido.

Velocidade de grupo — Para uma onda plana, é a velocidade de propagação do envelope de uma onda que ocupa uma banda de frequências no interior da qual o retardo do envelope é aproximadamente constante. ●

PROJETO E CÁLCULOS DE UM
RADIOENLAÇE — 2ª PARTE

Características das antenas e desempenho global

Esta segunda parte do artigo traz indicações sobre o ganho, atenuação e polarização das antenas e quanto ao desempenho do radioenlace

Para que o projetista do radioenlace possa escolher adequadamente as antenas mais apropriadas, deve conhecer antecipadamente os principais parâmetros: ganho nominal, plano de polarização; isolamento por polarização cruzada; diretividade; relação frente/costa e relação de onda estacionária (ROE).

Ganho nominal — O ganho é um parâmetro muito importante a ser levado em consideração na escolha de uma antena. Está implicitamente relacionado com dois parâmetros: com o diagrama de radiação, ou polar (diretividade), e com o ângulo de abertura, ou de meia potência, da antena. Como sabemos, o ganho é na realidade um dado puramente comparativo, pois, como é de se esperar, a antena é um elemento passivo e portanto não amplifica sinais recebidos. Significa, em outras palavras, quanto uma antena diretiva pode transmitir ou receber energia sobre o eixo Z em relação a uma antena de ganho padrão, com valor conhecido, usada como referência. O ganho acontece em função da quantidade de energia "roubada" dos lados, inclusive da parte de trás, e concentrada para frente sobre o eixo Z.

A antena padrão usada para comparar-se o ganho é do tipo isotrópica ou de meia onda ($\lambda/2$), daí o fato de o ganho de uma antena ser expresso em dBi. As antenas usadas em telecomunicações têm dupla função: de transmitir e receber sinais ao mesmo tempo, o que explica o fato de o ganho ser válido tanto na transmissão como na recepção. Nas antenas usadas na faixa de VHF/UHF, como vemos na Tabela 4, o ganho varia entre 8 e 20,7 dBi e as antenas parabólicas, usadas na faixa de SHF (Tabela 5), apresentam um ganho em torno de 44,7 dBi.

Plano de polarização — A polarização de uma antena é determinada levando-se em conta o plano de propagação do campo elétrico em relação ao solo. Dizemos que uma antena tem polarização horizontal quando a frente da onda que a deixa é tal que o campo elétrico propaga-se na horizontal, como mostra a figura 12a. É vertical quando o campo elétrico propaga-se na vertical, como na figura 12b.

As antenas usadas em telecomunicações, em ligações do tipo ponta a ponta — como as Yagi, refletoras de canto e as parabólicas —, podem ser polarizadas tanto de modo horizontal como vertical, bastando, para isso, fixá-

las na torre na posição desejada. As parabólicas, por exemplo, podem operar com dupla polarização simultaneamente, horizontal e vertical. Por outro lado, as antenas do tipo helicoidal, usadas na faixa de VHF/UHF, têm polarização circular, podendo ser para a esquerda ou para a direita. O sentido da polarização só depende do sentido com que a espira helicoidal é montada no mastro central da antena.

Isolamento por polarização cruzada — A rejeição causada pela polarização cruzada entre duas antenas é definida como sendo a diferença de nível recebido, em dB, de uma antena em relação a outra. A isolamento está relacionada com o plano de polarização, ou seja, de quanto uma antena está isolada em relação ao plano da outra. Para determinar-se a isolamento cruzada de uma antena, procedemos de duas maneiras básicas, apesar de os dois métodos resultarem em um só:

a) Colocamos uma antena transmissora, com uma polarização qualquer, radiando um sinal sobre o eixo Z. A uma certa distância da antena transmissora, colocamos duas outras antenas receptoras, iguais entre si, cada uma delas com uma polarização diferente, mas ambas apontadas na direção da

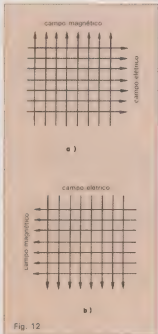


Fig. 12

Plano de polarização horizontal (a) e vertical (b).

antena transmissora. A seguir, medimos o nível recebido por cada uma delas — a antena que estiver com a mesma polarização da transmissora irá receber maior quantidade de sinais do que a que estiver com polarização oposta.

b) Neste método é usada só uma antena. Primeiramente medimos o nível do sinal recebido com a antena numa certa polarização; a seguir mudamos a polarização da antena e medimos novamente o nível do sinal recebido nessa polarização. A isolacão por polariza-

ção é a diferença em dB do sinal recebido em cada antena, ou pela mesma antena, para cada polarização. Na Tabela 4, temos a isolacão por polarização cruzada para as antenas usadas na faixa de VHF/UHF, a qual varia, de acordo com a antena, de 14 a 33 dB. Na Tabela 5, temos a isolacão por polarização cruzada para as antenas parabólicas usadas na faixa de SHF, com uma variaçao de 48 a 71 dB.

Diretividade — A diretividade é a propriedade que uma antena possui de

transmitir ou receber sinais em uma só direçao. A diretividade é especificada como sendo a área limitada pelo lóbulo principal sobre o eixo Z, onde supostamente está concentrada toda a energia transmitida pela antena. Os pontos X1 e X2, vistos nas figuras 13 e 14, formam um ângulo de abertura também conhecido como ângulo de meia potência: nestes pontos, a potência transmitida cai para a metade (-3 dB) em relação à potência transmitida sobre o eixo Z.

A diretividade de uma antena pode ser determinada, na prática, com o auxílio de um papel apropriado, sobre o qual são traçadas linhas radiais, saindo do centro para as bordas, como indicam as figuras 13 e 14. Essas linhas representam a variaçao em graus em volta da antena, num traçado total de 360° ; a linha de 0° determina a direçao em que a antena está apontada. Os círculos traçados em volta da antena indicam a distância onde vamos determinar o ganho da antena. O diagrama de radiação ou diagrama direcional de uma antena, também conhecido como diagrama gráfico ou diagrama polar, é formado por vários lóbulos sendo um frontal — lóbulo principal —, projetado sobre o eixo Z, onde está concentrada a maior parte da energia transmitida, e o outro traseiro, projetado sobre o eixo Z com pouca intensidade, além de alguns lóbulos secundários de pouca intensidade.

O diagrama de diretividade é muito importante, pois, dependendo do seu valor, a antena terá maior sensibilidade só para sinais recebidos ou transmitidos na direçao do eixo Z. Os sinais incidentes vindos de outras direções, de maneira a formar com o eixo Z ân-

Principais parâmetros das antenas (Yagi, helicoidal e refletor de canto) usadas na faixa de VHF/UHF					
	Yagi		helicoidal		refletor de canto $\alpha < 90^\circ$
principais parâmetros a 300 MHz	5 elementos	10 elementos	HB-1 1 antena	HB-4 4 antenas empilhadas	
A ganho nominal no centro da faixa	11 dB	20 dB	14,7 dB	20,7 dB	8 dB
B polarização	vertical ou horizontal	vertical ou horizontal	circular: esquerda ou direita	circular: esquerda ou direita	vertical ou horizontal
C isolacão ou rejeição por polarização cruzada	14 dB	21 dB	22 dB	33 dB	24 dB
D diretividade ou ângulo de -3 dB	$\approx 28^\circ$	15°	32°	12°	35°
E relação frente/costa	20 dB	25 dB	28 dB	30 dB	28 dB
F relação de onda estacionária (ROE ou SWR)	$\leq 1,4$	$\leq 1,5$	$\leq 1,17$	$\leq 1,30$	$\leq 1,3$

Principais parâmetros das antenas parabólicas usadas na faixa de SHF (4-125 GHz)						
descrição e frequência de operação em GHz	tipo ou código da antena	diâmetro em pés e em metros	ganho no centro da faixa em dBi	relação frente/costa em dB	ângulo de abertura (-3 dB) em graus	relação de onda estacionária (ROE)
dupla polarização, alto desempenho 7,125 - 7,750	HPX-6	(6) 1,8	40,4	65	1,5	1,07
	HPX-8	(8) 2,4	42,9	67	1,1	1,06
	HPX-10	(10) 3,0	44,8	70	0,9	1,06
	HPX-12	(12) 3,7	46,1	71	0,7	1,06
	HPX-15	(15) 4,6	47,7	71	0,7	1,06
polarização simples, baixa ROE 7,125 - 7,750	PL-6	(6) 1,8	40,5	48	1,5	1,06
	PL-8	(8) 2,4	43,0	50	1,1	1,04
	PL-10	(10) 3,0	44,7	52	0,9	1,04
	PL-12	(12) 3,7	46,7	54	0,7	1,04
	PL-15	(15) 4,6	48,1	55	0,6	1,04



Fig. 14

Diagrama de radiação para as antenas usadas em VHF/UHF.

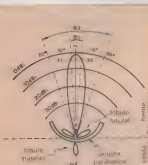


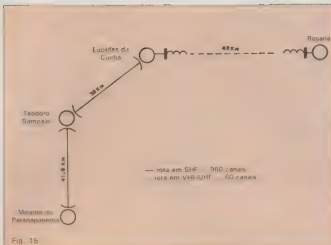
Fig. 13

Diagrama de radiação para as antenas parabólicas de SHF.

gulos maiores que 10° ($\theta \gg 10^\circ$), não serão recebidos, ou, quando recebidos, o serão com pouca intensidade. O ângulo de meia potência para as antenas do VHF/UHF varia de 12° a 35° e para as parabólicas vai de $0,5^\circ$ a $2,2^\circ$, como vemos nas tabelas 4 e 5.

Relação frente/costa — A relação frente/costa nos dá uma idéia da quantidade de energia que uma antena diretiva irradia para a frente, e para trás, sobre o eixo Z, como está ilustrado nas figuras 13 e 14. As antenas usadas nas faixas de VHF/SHF possuem um anteparo colocado atrás, que funciona para os sinais de RF como um escudo. As usadas nas faixas de SHF também possuem um espelho refletor parabólico, com a mesma finalidade.

Em ambos os casos, parte da energia transmitida incide no refletor ou na parabola, sendo refletida de volta para a frente da antena, formando um fei-



Rota, em SHF e VHF/UHF, ligando Mirante a Rosana

xe estreito e concentrado, onde está praticamente toda a energia a ser transmitida. Dependendo da uniformidade da superfície do espelho refletor e de sua formação — se é de tela trançada ou se é de folha de cobre — e do formato de suas bordas, a energia incidente no refletor não será totalmente refletida sobre o eixo Z. Parte dela é espalhada, sendo radiada em diversas direções, inclusive para trás do refletor. Essa quantidade mínima de energia transmitida para trás forma o lóbulo secundário, que deve ser o menor possível em relação à energia transmitida para frente.

Normalmente, a relação frente/costa (expressa em dB) é muito grande. Nas antenas usadas na faixa de VHF/UHF, vistas na Tabela 4, é da ordem de 20 a 30 dB, e nas antenas parabólicas, da Tabela 5, varia de 48 a 71 dB. Quanto maior for a relação frente/costa, melhor será o desacoplamento entre os sinais transmitidos para frente, principalmente na recepção. Dependendo da relação da antena escolhida, evita que sinais de RF, oriundos de outro enlace, incidentes no refletor por trás, cheguem à antena receptora, indo interferir nos sinais recebidos sobre o eixo Z. A relação frente/costa é um fator muito importante na escolha de uma antena, principalmente se esta vai ser usada em rotas muito congestionadas, com muitos sinais interferentes, como vimos na figura 9.

Relação de ondas estacionárias (ROE) — A ROE está relacionada com a perda de retorno, que, por sua vez, depende da relação entre a potência incidente P_i e a potência refletida P_r ,

ambas medidas no ponto de alimentação da antena. A perda de retorno depende diretamente do grau de desacoplamento de impedância que há entre a antena e o meio de alimentação da mesma, como cabo ou guia de ondas. O grau de desacoplamento também depende da qualidade da própria antena, principalmente no caso das parabólicas, pois a superfície interna do espelho refletor deve ser a mais plana, uniforme e polida possível. Quanto menor for o valor da ROE, melhor será a qualidade da antena, mas, por outro lado, seu preço será mais elevado, encarecendo muito o preço final do projeto. Nos sistemas de rádio, principalmente nos equipamentos de SHF com capacidade para 960 canais de voz, a perda por reflexão ou por eco devida ao desacoplamento de impedância, é altamente prejudicial à qualidade do sistema, principalmente devido ao aumento do nível de ruído de eco. Por exemplo, no centro de uma antena helicoidal de quatro elementos (HB-4), foram medidos os seguintes valores de potência: $P_i = 10$ W e $P_r = 0,2$ W. Neste caso, temos uma ROE de:

$$\rho = \sqrt{\frac{P_r}{P_i}} = \sqrt{\frac{0,2}{10}} = 0,41$$

$$\therefore ROE = \frac{\rho + 1}{\rho - 1} = \frac{0,41 + 1}{0,41 - 1} = 1,34$$

Convertendo o valor de ρ em dB, temos: Pr (dB) = $20 \log \rho = 20 \log 0,41 = -7,7$ dB

Na última coluna da Tabela 5, temos o valor da ROE para as antenas de SHF e, na linha F da Tabela 4, temos o valor da ROE para as antenas usadas na faixa de VHF/UHF.

Cálculo do desempenho do radioenlace

O cálculo do desempenho será demonstrado, passo a passo, na seguinte ordem: definição do radioenlace; comprimento do radioenlace; atenuação no espaço livre; perda por obstáculos; comprimento dos cabos e dos guias de ondas; atenuação nos cabos e guias de ondas; atenuação na derivação; atenuação total no enlace; ganho total das antenas (TX + RX); perda líquida; potência média recebida; margem de desvanecimento; cálculo do valor do sistema.

Definição do radioenlace — O radioenlace é definido como o conjunto das localidades ou pontos a serem interligados ao longo de uma rota e estabelecido em função da necessidade de interligar-se dois ou mais pontos através de um circuito de rádio. Na figura 15 temos o exemplo de uma rota, formada pelos seguintes enlaces: Mirante-Teodoro; Teodoro-Euclides e Euclides-Rosana.

Comprimento do radioenlace — O comprimento de um radioenlace é definido como a distância entre os dois pontos a serem interligados, a qual é medida sobre o traçado do perfil, expressa em km, como se vê na figura 15. A rigor não há um critério exato para se determinar o comprimento ideal de um radioenlace, pois o comprimento depende de diversos fatores: do perfil do terreno, se é plano ou acidentado; da frequência de propagação; do meio de propagação.

Quando o sinal se propaga sobre um terreno plano e sem obstáculo, e com condições de propagação normais, podemos estabelecer o comprimento ideal como sendo, em média, de:

- 50 km, para rádio operando na faixa de SHF.
- 65 km, para rádio operando na faixa de VHF/UHF.

Apesar dessas distâncias estabelecidas, é possível usar-se radioenlace, principalmente na faixa de VHF/UHF, com distância em visada direta de até 98 km, embora neste caso o seu desempenho deixe muito a desejar. Quando o enlace é muito comprido ($D > 80$ km), para melhorar a sua confiabilidade é preferível dividi-lo em duas partes, como uma repetidora intermediária. Quando acontece de o enlace ser muito curto ($D < 30$ km), o sinal recebido pode ser forte ao ponto de saturar a entrada do receptor, provocando ruído por intermodulação. Quando o enlace é muito comprido, o sinal recebido pode ser tão fraco que aumenta o ruído térmico variável. O compri-

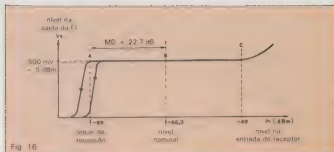


Fig. 16 Margem de desvanecimento do receptor de VHF/UHF

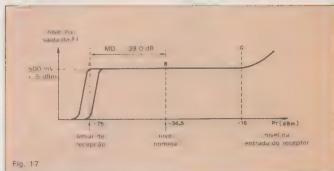


Fig. 17 Margem de desvanecimento do receptor de SHF

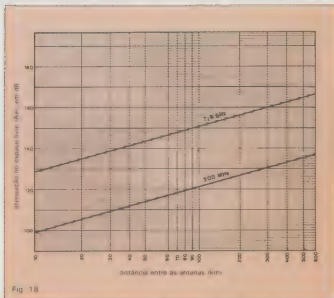


Fig. 18 Atenuação no espaço livre (A_e) em função da distância, para VHF/UHF e SHF

to do enlace deve ser otimizado de maneira que o sinal recebido caia dentro do *nível nominal de recepção*, como mostram as figuras 16 e 17, oferecendo uma margem de desvanecimento superior a 22 decibéis.

Atenuação no espaço livre (Ae) – Corresponde à atenuação que o sinal de RF sofre no espaço compreendido entre as duas antenas. A atenuação Ae depende diretamente da distância D, da frequência f, do meio da propagação e da composição física da superfície sobre a qual o sinal propaga-se. Entendemos por meio material o meio próximo à superfície, capaz de degradar ou afetar o nível do sinal transmitido. Por exemplo:

- névoa, na forma de flocos de cristais, suspensos no ar, provocando atenuação por reflexão e espalhamento do feixe de RF;
- chuvas torrenciais, que possam ocorrer ao longo da rota;
- superfície líquida, com alto teor de vaporização, principalmente de água salgada.

Quando o sinal se propaga através de um meio não homogêneo, como, por exemplo, na proximidade de uma superfície líquida, é comum o feixe afastar-se da *normal*. Em consequência, o sinal transmitido sofre desvanecimento seletivo devido à não uniformidade do meio de propagação. Esse tipo de

atenuação é dividido em duas partes: uma fixa e outra variável no tempo. A parte variável é totalmente aleatória, na maioria das vezes não é possível prever-se quando vai acontecer nem tão pouco a sua intensidade. Para se determinar a atenuação Ae são usados dois métodos, gráfico e cálculo. Na figura 18, temos um abaco que nos permite determinar com precisão a atenuação nas frequências de 300 MHz e 7,5 GHz.

em função da distância D. Através da equação 4, podemos determinar a atenuação na faixa de VHF/UHF:

$$Ae = 32,5 + 20 \log D + 20 \log f \quad (4)$$

Onde:

Ae = atenuação no espaço livre, em dB;

D = distância entre as duas antenas, em km;

f = frequência central do canal de RF

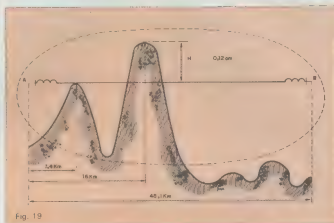


Fig. 19 Levantamento do perfil na rota Euclides da Cunha-Rosana

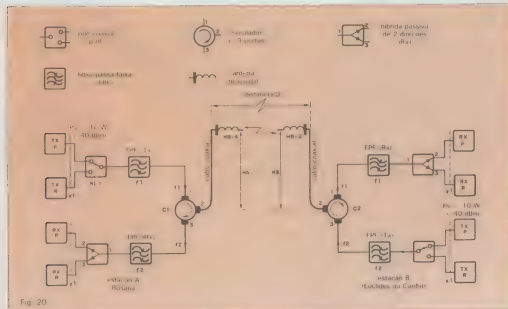


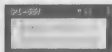
Fig. 20 Configuração de um radiointercomunicador da faixa de VHF/UHF (1 + 1)

FAVOR DE CONSTATAR A NÚMERO 1 NO SUE PRONT-O-LABOR

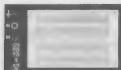
(Aguardando o desenvolvimento de suas aplicações)

Usando as placas padrão, pronta para uso, modula e fios enrolados com ferramentas especiais.

UM MODELO PARA CADA NECESSIDADE:



PL-551 540 te pontos,
2 barramentos,
2 bornes de
alimentação



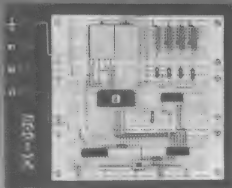
PL-552 1100 te pontos,
4 barramentos,
3 bornes de
alimentação



PL-553 1650 te pontos,
6 barramentos,
4 bornes de
alimentação



PL-556 3300 te pontos, 12 barramentos, 4 bornes de alimentação



Com o PRONT-O-LABOR é torna um prazer o que era um trabalho.

PRONT-O-LABOR é ferramenta indispensável nas indústrias, escolas, oficinas de manutenção, laboratórios de projetos e para hobbyistas e aficionados em eletrônica.

PRONT-O-LABOR, componentes: no rígido e sua criatividade são todos os ingredientes que você necessita para testar seus projetos.

DADOS TÉCNICOS

Corpo	Nylon com reforço em fibra de vidro
Contatos	Alloy 770
Nº de TIE POINTS por contacto	5
Nº de TIE POINTS por barramento	40
Espacamento entre contatos	0,1"
* Dimensões	145 x 46 x 85 (mm)
* Capacidade	6 CIs, 14 pinos DIL
* Nº total de TIE POINTS	550
Tolerância de inserção	W22 a 30 AWG

(*) em cada módulo básico

FILCRES ELETRÔNICA ATACADISTA LTDA.

Rua Aurora, 165 - SP - Tel.: PBX (011) 223-7388 -
Telex (011) 31298 - Direto - SP - 223-1446/
222-3458/220-9113/220-7954 - Direto outros Estados:
222-5430/221-0326/223-7649/222-0284

FILCRES AJUDANDO A
DESENVOLVER TECNOLOGIA



em operação, em MHz — ver Tabela 3.

Para simplificar o cálculo da atenuação, podemos usar nesta faixa a frequência de 300 MHz, que corresponde ao centro da faixa de 270-330 MHz. O mesmo é válido para a faixa de SHF (7,425 a 7,725 = 7,5 GHz).

No enlace Rosana-Euclides, da figura 20, são dados:

$$D = 48,1 \text{ km}; f = 300 \text{ MHz}$$

Substituindo-se os valores dados na equação 4, temos:

$$A_e = 32,5 + 20 \log 48,1 + 20 \log 300$$

$$A_e = 32,5 + 33,64 + 49,54 = 115,7 \text{ dB}$$

Para determinar a atenuação na faixa de SHF, também podemos usar o gráfico da figura 18, ou a equação 5:

$$A_e = 92,44 + 20 \log D + 20 \log f \text{ (5)}$$

Onde:

f = frequência central do canal de RF em operação, em GHz (ver fig. 11).

No enlace Mirante-Teodoro, da figura 10, são dados:

$$D = 41,8 \text{ km}; f = 7,5 \text{ GHz}$$

Substituindo-se os valores dados na equação 5, temos:

$$A_e = 92,44 + 20 \log 41,8 + 20 \log 7,5$$

$$A_e = 92,44 + 32,42 + 17,5 = 142,4 \text{ dB}$$

Perda por obstáculos (Ao) — A rota Euclides-Rosana, da figura 19, apresenta dois obstáculos dentro da 1ª Zona de Fresnel. O primeiro obstáculo está localizado a uma distância de 7,4 km da estação A e sua altura está tangenciando a linha de visada AB; como já vimos, apresenta uma perda adicional de 6 dB. O segundo obstáculo está a uma distância de 16 km da estação A e apresenta uma altura de 0,12 m acima da linha de visada. Através da equação 2, e procedendo-se como descrito abaixo, encontraremos a atenuação causada pelo obstáculo:

a) Com os dados da figura 20, encontramos a variável V , para o segundo obstáculo:

$$V = -12 \sqrt{\frac{2}{16} \times \frac{48,1 \times 10^3}{16 \times 32,1 \times 10^{-6}}} =$$

$$= \sqrt{\frac{96 \times 10^3}{513,6 \times 10^6}} =$$

$$= 0,042 \times -12 = -0,5$$

b) Entrando-se com o valor da variável V ($V = -0,5$) no gráfico da figura 6, temos uma atenuação adicional de 10 dB.

Os dois obstáculos provocam uma perda total adicional de:

$$6 + 10 = 16 \text{ dB}$$

Comprimento dos cabos e dos guias de ondas — O comprimento dos cabos e dos guias de ondas que ligam o equipamento de rádio à antena é considerado como sendo a soma das alturas

das antenas, tanto do lado A como do lado B. Além da distância do equipamento à antena, costumamos estimar mais 10 metros adicionais em cada estação, para cobrir a distância da sala de equipamentos ao pé da torre. Neste caso o comprimento CT é dado por:

$$CT = (HA + 10) + (HB + 10) \text{ (6)}$$

Onde:

CT = comprimento total (do cabo ou do guia de ondas);

HA + 10 = comprimento do meio que liga o equipamento à antena, do lado A;

HB + 10 = comprimento do meio que liga o equipamento à antena, do lado B.

No enlace Rosana-Euclides (fig. 20, do lado A), temos uma altura de 60 m (HA = 60 m), e do lado B temos uma altura de 80 m (HB = 80 m). Neste enlace, temos um comprimento total de cabo de:

$$CT = (60 + 10) + (80 + 10) = 70 + 90 = 160 \text{ m}$$

No enlace Mirante-Teodoro (fig. 10, do lado A), temos uma altura de 80 m (HA = 80 m) e, do lado B, temos uma altura de 45 m (HB = 45 m). Neste enlace, temos um comprimento total de guias de ondas de:

$$CT = (80 + 10) + (45 + 10) = 90 + 55 = 145 \text{ m}$$

Atenuação nos cabos e guias de on-

das — A atenuação que o sinal sofre nos cabos e nos guias de ondas depende de três fatores: da frequência de operação, do comprimento e do tipo de cabo ou guia usado. No mercado há diversos tipos de cabos e de guias de ondas que apresentam baixa perda nas suas respectivas frequências de operação. No gráfico da figura 21 temos a atenuação em função da frequência para os cabos coaxiais de uso mais comum. O cabo mais usado pelas concessionárias é o tipo 7/8, de baixa perda, com uma atenuação de 0,025 dB/m em 300 MHz. No enlace Rosana-Euclides a atenuação no cabo é de:

$$A_c = 160 \times 0,025 = 4 \text{ dB}$$

O guia de ondas mais usado na faixa de SHF é o tipo EW-64, que apresenta uma atenuação de 0,047 dB/m, em 7,5 GHz. No enlace Mirante-Teodoro a atenuação no guia de ondas é de:

$$A_g = 145 \times 0,047 = 6,8 \text{ dB}$$

Atenuação na derivação (Ad) — Definimos por derivação, ou *branching*, um circuito passivo, formado por filtros, híbridos, circuladores e relé coaxial, permitindo interligar dois ou mais equipamentos de rádio a uma só antena. A figura 20 apresenta uma derivação típica para operar na faixa de VHF/UHF. Na configuração 1 + 1, em cada estação, temos dois transmissores e dois

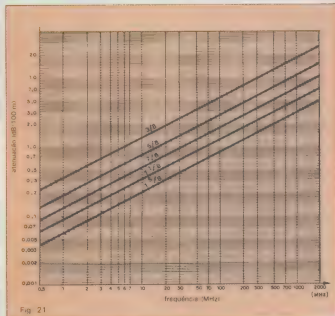


Fig. 21

Gráfico de atenuação dos cabos em função da frequência.

receptores, sendo um principal P e um reserva R, cada par de transmissores, em cada direção, opera na mesma frequência.

A potência de 10 W presente na saída do TX passa inicialmente através do relé RL1 do filtro passa-faixa (FPF-TX), sintonizado em f1, e do circulador C1 de três portas. Do circulador, o sinal vai à antena através do cabo coaxial, de onde é radiado para o espaço na direção da antena receptora do lado B. Na estação B, o sinal recebido passa através das portas 2 e 3 do circulador C2, do filtro passa-faixa (FPF-RX), sintonizado em f1, e da híbrida de duas direções. O mesmo caminho acontece no sentido inverso, ou seja, de B para A (A + B).

O relé coaxial do lado A oferece uma atenuação, causada pela resistência de contato, de 1 dB, o filtro (FPF-TX) de cinco cavidades, ligado na saída do TX, oferece uma perda de inserção dentro da banda passante de 1,8 dB. O circulador C1 apresenta uma perda entre as portas adjacentes 1 e 2 de 0,7 dB. No lado da recepção, o sinal recebido passa inicialmente através das portas 1 e 2 do circulador C2, provocando uma perda de 0,7 dB. O filtro passa-faixa (FPF-RX) provoca uma perda de inserção de 1,8 dB; a perda entre as portas 1 e 2 ou 1 e 3 da híbrida de duas direções é de 3 dB. Assim, a perda total na derivação TX → RX, da figura 20 é de:

$$Ad = (1 + 1,8 + 0,7) + (0,7 + 1,8 + 3) = 3,5 + 5,5 = 9,0 \text{ dB}$$

Na figura 10, temos um arranjo típico de uma derivação, operando na faixa de SHF, na configuração 1 + 1. Em cada estação, temos dois transmissores e dois receptores, um principal P e um reserva R, sendo que cada transmissor opera com frequência diferente. A potência na saída do TX A é entregue na entrada da derivação, ponto X, com um nível de 500 mW (+ 27 dBm). O sinal na saída do TX principal passa inicialmente através do filtro FPF1, sintonizado na frequência central do canal em operação (f1), e, a seguir, passa através de três circuladores (C1, C2 e C3), de onde é radiado para o espaço na direção da estação B. Nessa estação, o sinal recebido passa primeiro por dois circuladores (C3 e C4), indo até a entrada do receptor principal, através do filtro FPF1-RX. Esse filtro, na saída do TX, provoca uma perda de inserção de 1,3 dB. Os três circuladores que seguem, com um total de quatro portas adjacentes, provocam uma perda de 0,3 dB por porta, dando uma atenuação total de $4 \times 0,3 = 1,2 \text{ dB}$. Do lado B, o sinal recebido passa por dois circuladores, resultando numa perda de $2 \times 0,3 = 0,6 \text{ dB}$. O filtro FPF-RX que se segue apresenta uma perda de inserção de 1,3 dB.

Assim, temos uma atenuação total na derivação TX-RX, da figura 10, de:

$$Ad = (1,3 + 1,2) + (0,6 + 1,3) = 2,5 + 1,9 = 4,4 \text{ dB}$$

Atenuação total (At) — Definimos como atenuação total em um radioenlace a soma de todas as perdas ocorridas desde a saída do TX à entrada do RX. Através da equação 7, podemos determinar a perda total.

$$At = Ae + Ao + Ac + Ad \quad (7)$$

Onde:

At = atenuação total;

Ae = atenuação no espaço livre;

Ao = atenuação por obstáculo;

Ac = atenuação nos cabos ou nos guias;

Ad = atenuação na derivação.

No radioenlace Rosana-Euclides, da figura 20 temos uma atenuação total de:

$$At = 115,7 + 16 + 4 + 9 = 144,7 \text{ dB}$$

No radioenlace Mirante-Teodoro (fig. 10), a atenuação total é de:

$$At = 142,5 + 6,8 + 4,3 = 153,5 \text{ dB}$$

Ganho total das antenas (GT) — O ganho total das antenas é a soma algébrica dos ganhos das antenas transmissora e receptora. No enlace Rosana-Euclides, na estação A, foi usada uma antena helicoidal de quatro elementos (HB-4), com um ganho no centro da faixa de 20,7 dBi. Na estação B, foi usada uma antena helicoidal de dois elementos (HB-2), com um ganho de 17,7 dBi. Assim, temos um ganho total de:

$$GT = GA + GB = 20,7 + 17,7 = 38,4 \text{ dBi}$$

No enlace Mirante-Teodoro, na estação A, foi usada uma antena parabólica PL-12 com um espelho parabólico

de 3,7 metros de diâmetro, com um ganho no centro da faixa de 46 dBi. Na estação B foi usada uma antena PL-10, com um espelho parabólico de 3 metros de diâmetro, com um ganho de 44,5 dBi. Assim, nesse enlace, o ganho total é de:

$$GT = GA + GB = 46 + 44,5 = 90,5 \text{ dBi}$$

Perda líquida (PL) — A perda líquida é a diferença entre a atenuação e o ganho no enlace. É calculada através da equação 8.

$$PL = At - GT \quad (8)$$

Onde:

PL = perda líquida, em dB;

At = atenuação total em dB;

GT = ganho total das antenas, em dBi.

No enlace Rosana-Euclides temos uma perda líquida de:

$$PL = At - GT = 144,7 - 38,4 = 106,3 \text{ dB}$$

No enlace Mirante-Teodoro a perda líquida é de:

$$PL = At - GT = 153,5 - 90,5 = 63 \text{ dB}$$

Potência média recebida (Pe) — A potência média presente na entrada do receptor é a diferença entre a potência na saída do TX e a perda líquida no enlace. A potência (Pe) é determinada através da equação 9.

$$Pe = Ps - Pl \quad (9)$$

Onde:

Pe = potência média presente na entrada do receptor, em dBm;

Ps = potência na saída do TX, em dBm;

Pl = perda líquida no enlace, em dB.

A potência na saída do TX — ponto

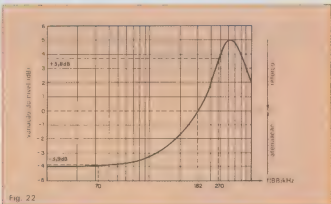


Fig. 22

Curva de pre-ênfase para 60 canais.

x1 da figura 20 — é de 10 W ($P_s = 10$ W), que corresponde a um nível de potência de +40 dBm. Por outro lado, da saída do TX à entrada do receptor, o sinal transmitido sofreu uma atenuação (perda líquida) de 106,3 dB. Assim, na entrada do receptor — ponto y1 — temos uma potência média recebida de:

$$P_e = P_s - P_l \rightarrow +40 \text{ dBm} - 106,3 \text{ dB} = -66,3 \text{ dBm}$$

A potência na saída do TX, figura 10, operando na faixa de SHF é de 500 mW, que corresponde a um nível de +27 dBm. Da saída do TX à entrada do receptor, o sinal transmitido sofreu uma atenuação (P_l) de 63 dB; desse modo, na entrada do receptor, temos uma potência média recebida de:

$$P_e = P_s - P_l \rightarrow 27 \text{ dBm} - 63 \text{ dB} = -36 \text{ dBm}$$

Margem de desvanecimento (MD) —

A margem de desvanecimento, ou *fading*, de um receptor é a diferença entre o limiar de recepção e a potência nominal presente na entrada do mesmo. O limiar de recepção, por sua vez, é definido como o menor nível recebido, abaixo do qual o silenciador (*squelch*) do receptor opera, o que é indicado pelo ponto A das figuras 16 e 17. A diferença entre a potência recebida (P_e) e o limiar de recepção (LR) determina quanto o sinal recebido pode variar em torno do valor nominal, sem que o nível recebido caia abaixo do limiar de recepção. Por meio da equação 10, podemos determinar a margem de desvanecimento:

$$MD = P_e - LR \quad (10)$$

Onde:

MD = Margem de desvanecimento, em dB;

P_e = potência média na entrada do receptor, em dBm;

LR = limiar da recepção, em dBm.

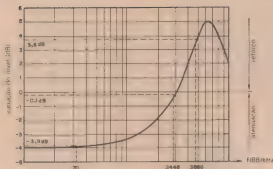


Fig. 23

Curva da pré-ênfase para 960 canais.

O receptor operando na faixa de VHF/UHF apresenta os seguintes dados (fig. 16):

limiar de recepção, LR = 89 dBm; potência nominal recebida, $P_e = -66,3$ dBm.

A margem de desvanecimento, neste caso, é de:

$$MD = -66,3 - (-89) = -66,3 + 89 = 22,7 \text{ dB}$$

Isto significa que, mesmo que o sinal recebido sofra uma variação devido ao *fading*, ou por outro motivo qualquer, de 22,7 dB em relação a seu valor nominal, o receptor continuará operando normalmente.

O receptor operando na faixa de SHF apresenta os seguintes dados (fig. 17): limiar de recepção, LR = 75 dBm; potência nominal recebida, $P_e = -36$ dBm.

$$MD = -36 - (-75) = -36 + 75 = 39 \text{ dB}$$

Neste caso, o receptor permite uma variação de 39 dB, em torno do seu valor nominal, sem prejudicar o funcionamento.

Cálculo do valor do sistema (VS) —

É a soma em dB da atenuação (existente entre transmissor e receptor) e da relação sinal-ruído térmico variável, ponderado psicofometricamente no pior canal. Baseados na ordem de grandeza do VS, podemos ter uma idéia da qualidade do equipamento de rádio (TX + RX) em operação. Normalmente, o VS é medido no pior canal, ou seja, no canal mais alto do espectro da BB. No sistema para 60 canais o VS é calculado no canal M2 ($M2 = 270$ MHz), nos sistemas para 960 canais o VS é calculado

Dados necessários ao cálculo do desvanecimento dos enlaces.
Dados: Estações = Mirante Teodoro (figs. 16 e 21)

enlaces	comprimento do enlace (em km)	atenuação no espaço livre (em dB)	perda por obstáculos (em dB)	comprimento dos cabos/guias (em metros)	atenuação nos cabos/guias AC/AG (em dB)	atenuação na derivação (em dB)	atenuação total no enlace (em dB)	tipos de antenas usadas no enlace	ganho total das antenas (TX + RX) (em dB)	perda líquida no enlace (em dB)	potência média recebida (em dBm)	margem de desvanecimento (em dB)
A = Rosana B = Euclides	48,1	115,7	16	A = 70 B = 90	1,75 2,25	9	144	A HB-4 B HB-2	38,4	106,3	-66,3	22,7
A = Mirante B = Teodoro	41,8	142,4		A = 55 B = 90	2,58 4,23	4,3	153,5	A PL-10 B PL-12	90,5	63	-36,0	38,0

lado no canal M3 (M3 = 3 886 kHz). O VS está relacionado intrinsecamente com os principais parâmetros de um radioenlace, tais como: potência entregue pelo transmissor (PTX), desvio do modulado do TX (Δf), temperatura do recinto onde o equipamento está operando (t_o), frequência do sinal modulante (f_s) etc. Normalmente, o manual de operação do equipamento de rádio, fornecido pelo fabricante, traz o VS já calculado, quando não fornece os dados necessários para se calcular o seu valor. O VS pode ser calculado através da equação (11):

$$VS (dB) = 10 \log x$$

$$x = \left[\frac{PTX \times \left(\frac{\Delta f}{f_s} \right)^2 \times C \times F}{K \times 10 \times B} \right] \quad (11)$$

Onde:

PTX = potência na saída do TX, antes da derivação — ponto x1, das figuras 10 e 20 — em mW;

Δf = desvio da portadora, provocado por um tom senoidal puro, na frequência de zero pré-ênfase, com um nível nominal de -45 dB aplicado na entrada do TX, sendo o desvio expresso em kHz (RMS);

f_s = frequência do sinal modulante, em kHz; o valor da frequência de teste depende do ponto da BB a ser medido; normalmente, em sistema de 60 canais é medida em dois pontos na BB — M1 = 70 kHz e M2 = 270 kHz (fig. 22); nos sistemas de 960 canais, medidos em três pontos na BB — M1 = 70 MHz, M2 = 2 436 kHz e M3 = 3 886 kHz (fig. 23);

t_o = temperatura ambiente do recinto onde o equipamento de rádio está operando, em graus Kelvin ($^{\circ}K$); a temperatura de zero grau centígrado ($0^{\circ}C$) corresponde a + 273 $^{\circ}K$, portanto, a temperatura ambiente de + 22 $^{\circ}C$ corresponde a uma temperatura absoluta de: 273 + 22 = 295 $^{\circ}K$;

K = constante de Boltzman; é definida como a menor potência de ruído existente na banda passante B, a uma temperatura $t_o = 0^{\circ}K$, expressa em: $1,38 \times 10^{-23}$ J.S/ $^{\circ}K$; mas, para que possa ser aplicada na equação 11, o seu valor inicial deve ser convertido em mW/s, correspondendo a K = $1,38 \times 10^{-20}$ mW/s;

F = figura de ruído medida na entrada do receptor, em dB;

B = largura do canal no qual vamos medir o ruído, em Hz; geralmente é usado um canal ponderado para ruído, com largura de 1 740 Hz;

C = correção da pré-ênfase, que pode provocar um reforço ou atenuação em relação à frequência de zero pré-ênfa-

se, como vemos nas curvas das figuras 22 e 23, em dB.

A seguir damos dois exemplos A e B de aplicação prática do cálculo do VS.

a) Cálculo do VS para um radioenlace operando na faixa de VHF/UHF, ocupando um intervalo de frequência de 60 kHz a 300 kHz, com os seguintes dados (fig. 20):

$$PTX = 10 \text{ W} = 10\,000 \text{ mW}$$

$$\Delta f = 50 \text{ kHz (RMS)}$$

$$f_s = 270 \text{ kHz}$$

$$F = 5 \text{ dB}$$

$$C = + 3,8 \text{ dB, canal M2}$$

$$K = 1,38 \times 10^{-20} \text{ mW/s}$$

$$t_o = 22^{\circ}C (273 + 22 = 295^{\circ}K)^*$$

$$B = 1\,740 \text{ Hz}^*$$

Substituindo esses valores na equação 11 temos:

$$VS = 10 \log x$$

$$x = \left[\frac{10\,000 \times \left(\frac{50}{270} \right)^2 \times 3,8 - 5}{1,38 \times 10^{-20} \times 295 \times 1\,740} \right]$$

$$\begin{aligned} & [(10 \log 10\,000 + 20 \log 50 - 20 \log 270 + 3,8 - 5) - (10 \log 1,38 + 10 \log 295 + 10 \log 1\,740 + 10 \log 10^{-20})] \\ & \rightarrow [(40 + 33,97 - 48,62 + 3,8 - 5) - (1,39 + 24,69 + 32,40 - 200)] \rightarrow \\ & (24,15) - (-141,52) = 24,15 + 141,52 = 165,67 \text{ dB} \end{aligned}$$

Esse cálculo é válido para o canal M2; no canal M1 = 70 kHz é calculado um VS = 169,79 dB.

b) Cálculo do VS para um radioenlace que opera na faixa de SHF, ocupando um intervalo no espectro de frequência da BB de 60 kHz a 4289 kHz, com os seguintes valores:

$$PTX = 500 \text{ mW} \rightarrow 27 \text{ dBm}$$

$$\Delta f = 200 \text{ kHz (RMS)}$$

$$f_s = 3\,886 \text{ kHz (canal M3)}$$

$$C = + 3,8 \text{ dB}$$

$$F = 7,8 \text{ dB}$$

$$K = 1,38 \times 10^{-20} \text{ mW/s}$$

$$t_o = 22^{\circ}C = 295^{\circ}K$$

$$B = 1\,740 \text{ Hz}$$

Colocando-se esses valores na equação 11 temos:

$$\begin{aligned} VS (dB) &= (10 \log 500 + 20 \log 200 - 20 \log 3\,886 + 3,8 - 7,8) + 141,52 - (27 + 48 - 71,79) + (3,8 - 7,8) + (141,52 - 76,8 - 79,5 + 141,52 = 138,73 \text{ dB}) \end{aligned}$$

Esse é o cálculo para o canal M3; nos demais canais foram medidos os seguintes valores de VS: M1 = 160 dB e M2 = 139 dB.

Na Tabela 6 temos um resumo completo de todos os valores calculados do desempenho do radioenlace. *

* Esses três parâmetros são constantes, independentemente da capacidade do sistema para simplificar o cálculo do VS. Poderemos considerar o valor desses três parâmetros como sendo sempre iguais a 141,52 dB, como veremos a seguir.

ARGOS-IPOTEL

CURSOS DE ELETRÔNICA E INFORMÁTICA

ARGOS e IPOTEL unidas, levam até você os mais perfeitos cursos pelo sistema:

TREINAMENTO À DISTÂNCIA

Elaborados por uma equipe de consagrados especialistas, nossos cursos são práticos, funcionais, ricos em exemplos, ilustrações e exercícios.

E NO TÉRMINO DO CURSO, VOCÊ PODERÁ ESTAGIAR EM NOSSOS LABORATÓRIOS.



Projeto de Circuitos Eletrônicos

Curso Prático de Circuito Impresso (com material)

Especialização em TV a Cor

Especialização em TV Preto & Branco

Eletrodomésticos e Eletrodoméstica Básica

Preencha e envie o cupom abaixo.

ARGOS — IPOTEL

R. Clemente Ávila, 247 - São Paulo - SP
Caixa Postal 11.916 - CEP. 05090 - Fone 261-2305

Nome _____

Endereço _____

Cidade _____ CEP _____

Curso _____

As no escrever indique o código NE

Da rede à carga, como fazer o controle de potência

A aplicação dos tiristores no controle de potência é explicada por meio de um modelo simples, com a apresentação dos cálculos e de dois programas de computador para fazê-los

N o artigo anterior, iniciamos uma descrição do princípio de funcionamento e das limitações gerais que apresenta um tiristor quando instalado em qualquer aplicação. Definimos quais devem ser as condições básicas de trabalho para que o funcionamento seja perfeito, considerando o aspecto do dispositivo de potência.

Vamos agora estudar o tiristor levando em conta o aspecto global de uma aplicação. Assim, devemos sempre lembrar que o dispositivo, como parte integrante de um sistema, não deve ser o foco do estudo e sim o elemento de uma análise global do sistema.

Inicialmente, vejamos quais são as aplicações mais importantes de um tiristor em termos industriais, sobre as quais manteremos ligado o nosso estudo.

Tipicamente, o tiristor funciona como dispositivo de controle de potência. Porém, este controle pode estar voltado para diversas atividades, sendo as mais frequentes: controle de velocidade de motores, sistemas de chaveamento estático, controle de temperatura, controle de sistema de frenagem etc. Em todas as aplicações, o objetivo é utilizar o máximo de potência que o tiristor pode chavear, e, assim, tornar o custo do dispositivo o mais reduzido

face ao de outros sistemas.

Um diagrama de blocos simples serve para orientar o desenvolvimento que vamos apresentar. Observando a figura 1, nota-se que toda a aplicação dos dispositivos de potência sempre está ligada a quatro blocos principais:

- a rede (gerador de energia);
- o transformador;
- o elemento retificador;
- a carga.

À primeira vista, pode parecer ao leitor que estamos seguindo um caminho por demais superficial, porém, o que ocorre é que esses quatro elementos podem tornar-se muito complexos, dependendo do que desejamos estudar.

No artigo "Modelamento de motores por computador" publicado nas NE 97 e 98 (março e abril de 85), iniciamos o estudo de sistemas a partir de seus modelos e verificamos que, seguindo esta linha de raciocínio, podemos simular sistemas via computador, racionalizando melhor o projeto. Novamente vamos utilizar esta idéia, pois podemos construir modelos mais ou menos ricos em detalhes para estudar os quatro blocos apresentados até agora.

Quanto mais simples (mais rudimentar) for o modelo, tanto mais fácil o cálculo do circuito e mais pobre a descrição que se pode obter do seu funcionamento. A escolha do modelo repre-

senta uma conciliação entre a simplicidade do cálculo (com modelo rudimentar) e a precisão com que se descreve o funcionamento do circuito (com modelos mais complicados).

Rede — Vamos iniciar o estudo a partir da rede elétrica que é responsável pelo fornecimento de potência ao circuito.

Qual o modelo mais simples que podemos utilizar para fazer este desenvolvimento? Pelo exemplo da figura 2a, podemos considerar a rede como um gerador de tensão senoidal, sem qualquer impedância associada que cause atenuação na tensão fornecida pelo gerador. Modelo mais complexo é o da figura 2b, um sistema trifásico com

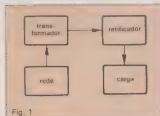


Fig. 1

Diagrama de blocos genérico de um dispositivo de potência.

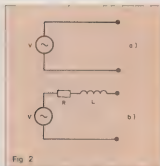


Fig. 2
Modelamento da rede, considerando-a como um gerador senoidal (a) e levando em conta as perdas (b).

resistências de perdas causadas pelos condutores e reatâncias devidas ao gerador.

Logicamente, o segundo modelo representa a realidade de forma muito mais abrangente que o primeiro e fornece resultados muito mais precisos e próximos aos práticos. Percebe-se que, dentre os modelos que podem ser escolhidos para a rede elétrica, sempre teremos a seguinte classificação: tipo de tensão; existência ou não de perdas.

Outras características poderiam ser incluídas, porém, neste caso, não é necessário sermos tão exigentes.

Transformador — O modelamento de um transformador pode ser bastante complexo e existem muitas variáveis que podem ser consideradas, quanto maior for o rigor que quisermos empregar em nossos estudos.

Basicamente, as seguintes características podem ser incluídas no modelamento de um transformador: impedância interna; corrente de magnetização; perdas no ferro. Cada um desses parâmetros pode ser definido no modelamento, tornando o estudo mais preciso, porém mais complicado.

Na figura 3 apresentamos o modelo elétrico do transformador, onde são definidas as seguintes grandezas:

- R1 — resistência do enrolamento primário;
- R2 — resistência do enrolamento secundário;
- L1 — indutância do enrolamento primário;
- L2 — indutância do enrolamento secundário;
- RP — resistência de perdas no ferro;
- LM — indutância de perdas por magnetização.

Tais parâmetros podem ser medidos utilizando métodos parecidos com aqueles apresentados no artigo já referido, "Modelamento de motores por computador".

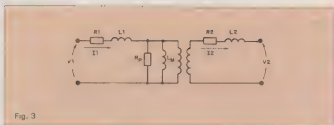


Fig. 3

Modelo elétrico de um transformador.

Retilificadores — Agora estudaremos a parte mais importante e mais complicada do nosso sistema. Não é nossa intenção apresentar todos os modelos existentes nem todos os dispositivos, já que existem em enorme quantidade e variedade. Cabem, no nosso interesse, apenas os dispositivos mais utilizados industrialmente.

A figura 4 apresenta as características básicas de um diodo semicondutor (a) e de um SCR (b). Observe que esses elementos são não lineares, ou seja, um incremento na tensão não lhes causa um mesmo acréscimo na corrente, em qualquer ponto de trabalho. A condição de não linearidade provoca muitos problemas, com a geração de harmônicos que afetam os circuitos mais sensíveis.

O modelo do dispositivo de potência pode ser bem complicado, se desejarmos, mas, na maioria das aplicações, utilizam-se as curvas características da figura 4 como aproximação. Observe que elas não são muito próximas da realidade e trazem alguns erros que normalmente são considerados somente sob o aspecto qualitativo e não quantitativo.

Pode-se, ainda, aproximar a característica dos dispositivos em questão à da figura 5, o que já permite um bom aumento da precisão no estudo. Em ca-

sos especiais, pode-se até aproximar a característica do diodo a uma exponencial do tipo:

$$I = I_0 \cdot \exp(0,025 \cdot V)$$

Onde, I é a corrente no diodo; V , a tensão sobre o diodo e I_0 , a corrente reversa. O termo 0,025 aparece como constante, porém, normalmente, é proporcional à temperatura.

Observe que, para cada caso apresentado, o estudo fica cada vez mais complexo, pois devemos ter em mente que todo ele se faz em cima do sistema e não sobre o dispositivo. Logo, não tem sentido utilizarmos um modelo como o da exponencial para o diodo e depois usarmos um modelo sem precisão para o transformador e para a rede. A compatibilidade entre os modelos é sempre um ponto muito importante na escolha dos métodos de estudo. Normalmente, escolhe-se um modelo simples para iniciar os estudos e, caso necessário, eleva-se o grau de precisão do modelo quando se necessita de um grau de confiabilidade maior sobre os cálculos.

Carga — O modelo da carga está diretamente ligado ao modo de operação do aparelho que estamos estudando. Comumente empregam-se os seguintes tipos de carga: resistiva pura; resis-

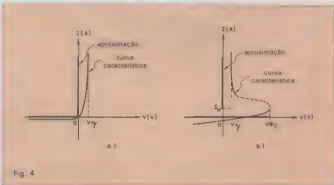
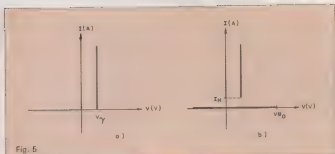


Fig. 4

Curvas características de um diodo semicondutor (a) e de um SCR (b).



Curvas características aproximadas do diodo (a) e do SCR (b)

tiva e indutiva; um dos tipos anteriores com uma força eletromotriz em série.

Outra vez esbarramos no fato da precisão que se deseja, pois, para o modelamento do motor CC como carga, por exemplo, pode-se complicar bem mais o modelo colocando termos que identifiquem a inércia, o atrito e outros parâmetros que aparecem no estudo.

Note que cargas capacitivas não são aqui citadas como sendo principais no estudo de sistemas retificadores. Isso se deve ao fato de normalmente utilizarmos como carga motores ou resistências de aquecimento que não necessitam de tais componentes para o

seu funcionamento; porém, em casos especiais, podem ser incluídas capacitâncias no modelo.

Vamos estudar um circuito que parece simples, utilizando os modelos normalmente encontrados na literatura. A figura 6 apresenta um retificador não controlado com dois diodos e carga resistiva. É comum o estudo deste circuito considerando os diodos, o transformador e a rede como sendo ideais.

Os resultados são tão comuns que os temos de memória e assim calculamos o circuito sem dificuldades. Para os leitores perceberem a comparação vamos descrever estes valores. As curvas importantes estão apresentadas na figura 7:

$$\begin{aligned} V_1 &= \eta_1 \cdot V_{\text{rede}} \\ V_2 &= \eta_2 \cdot V_{\text{rede}} \\ V_{\text{cc}} &= \frac{V_1 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \\ I_{\text{cc}} &= \frac{V_{\text{cc}}}{R} \\ V_{\text{ef}} &= \frac{V_1}{2} \\ I_D &= \frac{I_{\text{cc}}}{2} \\ I_{D_{\text{av}}} &= 0,79 I_{\text{cc}} \\ I_{\text{sec}} &= 0,79 I_{\text{cc}} \\ P_{\text{sec}} &= 1,75 I_{\text{cc}} \cdot V_{\text{cc}} \\ P_{\text{prim}} &= 1,25 I_{\text{cc}} \cdot V_{\text{cc}} \\ P_{\text{nom}} &= 1,49 I_{\text{cc}} \cdot V_{\text{cc}} \\ V_{\text{rede}} &= \text{tensão na rede} \\ V_1, V_2 &= \text{tensão no secundário} \\ V_{\text{cc}} &= \text{tensão contínua na carga} \\ V_{\text{ef}} &= \text{tensão eficaz na carga} \\ \eta &= \text{relação de transformação} \\ R &= \text{resistência de carga} \\ I_D &= \text{corrente no diodo} \\ I_{D_{\text{av}}} &= \text{corrente eficaz no diodo} \\ I_{\text{sec}} &= \text{corrente no secundário} \\ P_{\text{nom}} &= \text{potência nominal do trafo [V \cdot A]} \\ P_{\text{prim}} &= \text{potência no primário} \\ P_{\text{sec}} &= \text{potência no secundário} \end{aligned}$$

e, ainda:

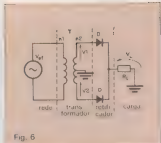


Fig. 6

Retificador não-controlado com dois diodos e carga resistiva

$$\begin{aligned} r\% &= 100 \cdot \sqrt{K^2 - 1} \\ \text{onde:} \end{aligned}$$

$$K = \frac{V_{\text{ef}}}{V_{\text{cc}}} = 1,11$$

logo:

$$r = 49\%$$

r — fator de ripple

Observe os resultados e note que, para os modelos simplificados que estamos apresentando, em primeira hipótese, eles são extremamente simples.

Vamos considerar, agora, que a carga não é um simples resistor e sim um motor ou eletroímã, onde existem indutâncias muito altas, o que altera todo o processo de cálculo apresentado. Para completar, vamos instituir um capacitor no circuito, para evitar tensões elevadas sobre o circuito da carga. O circuito total está apresentado na figura 8. O processo de cálculo sofre alterações pois existem elementos que introduzem termos diferenciais nas equações. A equação da carga fica:

$$L \frac{dI_L}{dt} + I_L R + V_L = L \frac{dI_L}{dt}$$

Podemos transcrever as equações considerando o valor de \$R_d\$, o qual representa o valor que o diodo apresentaria supondo que o seu modelo possa ser representado por um resistor variável, onde:

$$- \text{para diodo conduzindo} \cdot R_d = r_i$$

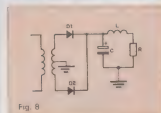


Fig. 8

Circuito retificador em que a carga é um motor.

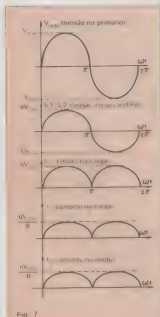


Fig. 7

Curvas representando o funcionamento do retificador não controlado.

A mais completa Obra já publicada no Brasil!

ELETRÔNICA DIGITAL E MICROPROCESSADORES



MAIS UM
PRODUTO

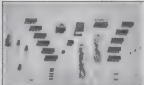


UMA OBRA COM 3.120 PÁGINAS COM ENCADENAÇÃO LUXUOSA
TOTALMENTE ILUSTRADA

COM DIREITO AINDA DE ADQUIRIR OS SEGUINTE KITS



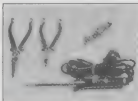
Kit CDM-80 Microcomputador
Z80 Assembler



Kit CDM-74 Componentes



Kit CDM-35
Placa
Experimental



Kit CDM-20 Ferramentas



Kit CDM-78
Fonte de
Alimentação 5V/1A

SEIS VOLUMES

- Um volume dicionário de informática com 220 páginas
- Um volume sobre eletrônica geral com 600 páginas
- Um volume sobre eletrônica digital com 840 páginas
- Um volume sobre prática de eletrônica digital e microprocessadores com 640 páginas
- Um volume sobre microprocessadores com 800 páginas
- Um volume sobre manual de circuitos integrados com 660 páginas



CEDM - EDITORA LTDA.
Av. Higienópolis, 436
Caixa Postal, 1.642 - Fone: 0432 23-9674
CEP 86100 - Londrina - PR.

Não mande dinheiro agora, você paga ao receber a coleção

Preços Válidos
por Tempo Limitado

OBS.: As despesas de correio
ficarão a cargo do cliente.

COLEÇÃO COMPLETA POR:

- | | |
|--------------------------|---------------------------------------|
| <input type="checkbox"/> | 1xCr\$ 840.000 EM UMA ÚNICA REMESSA |
| <input type="checkbox"/> | 2xCr\$ 477.000 COM REMESSA EM 2 VEZES |
| <input type="checkbox"/> | 3xCr\$ 357.000 COM REMESSA EM 3 VEZES |
| <input type="checkbox"/> | 4xCr\$ 294.000 COM REMESSA EM 4 VEZES |
| <input type="checkbox"/> | 5xCr\$ 256.500 COM REMESSA EM 5 VEZES |

NOME _____

EMPRESA _____

ENDEREÇO _____

CARGO _____ PROFISSÃO _____

CGC(CPF) _____ INSCR. EST. _____

FONE _____ RAMAL _____

CIDADE _____ EST. _____ C/P. _____

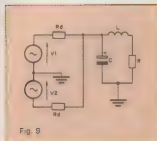


Fig. 9
Modelo equivalente para estudo do circuito da figura 8.

— para diodo cortado $\rightarrow R_d = r_o$ de forma que os valores r_1 e r_o representam os valores do diodo em condução e do diodo em aberto.

As equações ficam (observe a fig. 9):

$$V_1 = V \cdot \sin \omega t$$

$$V_2 = -V \cdot \sin \omega t$$

Associando os geradores por Thévenin, como sugere a figura 10:

$$E_{th} = \frac{V_1 \cdot R_{d1} + V_2 \cdot R_{d2}}{R_{d1} + R_{d2}}$$

$$R_{th} = R_{d1} / R_2 = \frac{R_{d1} \cdot R_{d2}}{R_{d1} + R_{d2}}$$

Escrevendo as equações do circuito, isolando V_c e I_1 , temos:

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{I_c}{C} = \frac{I - I_L}{C} =$$

$$= \frac{(V_{in} - V_c)}{R_{th}C} - \frac{I_L}{C}$$

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_L}{L} = \frac{V_c - V_R}{L} = \frac{V_c - R \cdot I_L}{L}$$

Matricialmente:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_c \\ \dot{I}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/R_{th}C & 1/C \\ 1/L & -R/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_c \\ I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/R_{th}C \\ 0 \end{bmatrix} V_{in}$$

Para uma melhor compreensão, apresentaremos um diagrama de blocos na figura 11. Voltando aos geradores independentes, calculam-se as correntes nos diodos:

$$I_{d1} = \frac{V_1 - V_c}{R_{d1}}$$

$$I_{d2} = \frac{V_2 - V_c}{R_{d2}}$$

Lembrando que R_d pode ter dois valores:

$$I_d \geq 0 \rightarrow R_{d1} = r_1$$

$$I_d < 0 \rightarrow R_{d1} = r_o$$

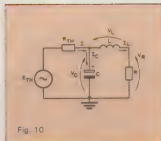


Fig. 10
Resolução do circuito utilizando-se o Teorema de Thévenin.

Perceba que o cálculo fica extremamente complexo, pois no diagrama de blocos existem duas integrais. Vamos realizar estes cálculos por computador — pelo programa apresentado no Quadro 1 — e determinar os valores e curvas importantes. O programa simplesmente faz de modo repetitivo os nossos cálculos, aproximando as integrais pela fórmula da área entre duas amostras:

$$\int_0^{\Delta t} I_L dt = \int_0^{\Delta t} I_L dt \approx \frac{I_L + I_A}{2} \cdot \Delta t$$

$$\int_0^{\Delta t} V_c dt = \int_0^{\Delta t} V_c dt \approx \frac{V_c + V_A}{2} \cdot \Delta t$$

Desta forma, o programa pode calcular a integral somando o valor da integral já calculada com a área existente entre as duas últimas amostras. O valor de Δt pode ser qualquer, contanto que seja pequeno o suficiente para que possamos considerar a curva entre dois pontos como sendo uma reta.

A listagem do programa traz, anexados, os gráficos obtidos. Observe que os resultados são excelentes para a análise do transitório inicial que ocorre em circuitos deste tipo. Essa análise ainda poderia ser aperfeiçoada se utilizássemos um modelo melhor para o diodo, já que o empregado apresentou uma pequena falha no primeiro e segundo ciclos da senóide, onde a tensão alcança valores elevados, o que, sabemos de antemão, não ocorre na prática.

O programa apresentado gera uma listagem com os resultados das tensões e correntes e ainda indica quando o diodo entra em corte ou condução.

O leitor pode não entender qual a razão de um estudo tão aprimorado de um circuito que não apresenta complexidade e pode ser estudado apenas por cálculos simples. Na verdade, este estudo não se faz necessário para este tipo de circuito, porém sempre traz informações precisas e importantes pa-

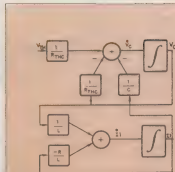


Fig. 11
Representação do circuito do retificador em blocos.

ra o projeto de sistemas eletrônicos, tais como: correntes transitórias, tensões transitórias, cálculos exatos da tensão para circuitos com muitos indutores e capacitores, onde se pode considerar as perdas e não linearidade dos mesmos.

Mas, agora, imagine que este mesmo circuito fosse estudado trocando-se apenas o retificador por um retificador controlado. Os transitórios tornam-se muito importantes, pois, neste caso, são repetitivos e causam efeitos muito mais perceptíveis. E ainda mais, porque normalmente este tipo de retificador é realmente usado para fornecer tensão ou outro parâmetro qualquer controladamente, onde as características de velocidade são por demais importantes e podem trazer complicações nos cálculos do sistema.

Para que se possa entender melhor esse tipo de problema, vejamos um exemplo. Suponha que exista um motor ou eletrolâm alimentado por um retificador controlado do tipo apresentado neste artigo. O controle da tensão sobre o motor é efetuado pelo ângulo de disparo dos diodos controlados,

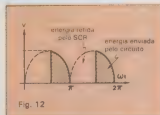


Fig. 12
Controle de tensão sobre a carga (motor), efetuado pelo SCR.

pois, quando não ocorre o disparo, o diodo não fornece energia à carga e, portanto, não existe tensão na mesma; já quando o diodo conduz, existe a passagem de corrente e, portanto, tensão na carga. Logo, dependendo de quanto tempo o SCR ficar em condução e em corte, a tensão na carga será diferente, como mostra a figura 12.

Para que o motor mantenha o torque, é necessário que implementemos um circuito que realmente o sistema. Para isso, construímos um circuito eletrônico — que não temos a intenção de discutir com detalhes — que mantém o ângulo de disparo constante se o torque permanecer constante; e, caso o torque varie, ele corrige a tal variação.

Os problemas começam a surgir quando existe uma oscilação ou perturbação rápida no torque: o sistema tenta corrigir e, se não fizer isto rapidamente, pode contribuir para que esta perturbação aumente. E assim o sistema começará a oscilar até que alcance um ponto que o danifique. Neste exemplo, verificou-se que as características de velocidade são muito importantes para o retificador controlado e, neste circuito, quando existe uma variação de ângulo, não ocorre uma variação de tensão no mesmo instante. Na prática, circuitos deste tipo aparecem com muita frequência e sistemas

inteiros dependem do seu bom funcionamento. O estudo de tais sistemas é tão complexo que se torna uma parte da engenharia onde quase todas as ciências da física estão incluídas, pois eles podem ser interligados a sistemas hidrodinâmicos, mecânicos, térmicos, elétricos etc.

Para tentar elucidar um pouco como é efetuado o estudo do circuito proposto, recalculamos trocando somente o momento de entrada para a condução dos diodos, pois, neste caso, para que os mesmos conduzam, é necessário que haja tensão positiva e que o ângulo tenha ultrapassado o nível de disparo.

O programa modificado também está em anexo, no Quadro 2, e todos os gráficos são novamente demonstrados. Observe as diferenças encontradas com relação à tensão, corrente nos diodos e corrente no indutor. É possível fazer facilmente modificações no programa para diferentes ângulos de disparo e valores dos componentes, e assim perceber o que acontece para cada tipo de variação no circuito.

O circuito ainda pode ser modificado com a inclusão de mais componentes, tornando-o trifásico, ou ainda meia-onda. Outra experiência interessante é trabalhar com capacitores pequenos e indutores grandes: haverá

manutenção da corrente no ciclo negativo da tensão, pois o indutor tenta sustentar a corrente constante mesmo quando a tensão fica negativa e assim mantém o SCR conduzindo em um ciclo negativo, o que limita a variação do ângulo de disparo.

Mais uma experiência interessante é a inclusão de um diodo reverso na carga, que não permite que o efeito citado há pouco aconteça.

Enfim, o circuito pode ser modificado à vontade, desde que se altere um pouco as equações apresentadas anteriormente. Observe que, para a inclusão de mais elementos armazenadores de carga, é necessário modificar o diagrama de bloco da figura 11, incluindo mais um bloco com a integral, pois para cada elemento reativo existe um elemento de integral nas equações.

Concluímos salientando que este estudo é uma breve explanação e que este assunto pode ser expandido de forma a ocupar muito mais artigos. De todo modo, verificou-se que os SCRs e tiristores em geral podem ser muito importantes para o controle de potências em sistemas, e que o estudo de tais sistemas pode ser auxiliado por processos numéricos como os aqui apresentados, onde podemos encontrar informações bastante úteis para o projeto de sistemas maiores. ●

Em novembro na Nova Eletrônica

- Na seção **Prática**, um *dimmer* por torque com memória, usando um CI dedicado nacional, e a conclusão do conjunto SISMO, com os amplificadores e fontes.
- Em **Bancada**, muitas informações sobre o projeto de circuitos impressos: escolha de filetes e ilhas, distribuição de componentes, correntes e exemplos.
- Na reportagem de **Informação**, um grande panorama do mercado de trabalho para técnicos e engenheiros em eletrônica. As áreas mais promissoras e os problemas enfrentados pelos profissionais.
- **Byte** trará um artigo básico sobre modulação PCM, muito empregada em telefonia digital. E **Engenharia**, o projeto de um analisador lógico nacional.
- E o 8º fascículo do curso de telefonia, concluindo os meios de transmissão e abordando a transmissão por microondas.

Quadro 1

```

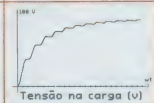
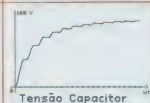
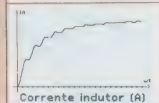
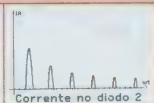
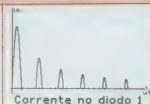
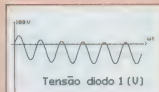
10 REM #####
20 REM * SIMULACAO DE CIRCUITOS *
30 REM *
40 REM * JOAO JOSE MUCCILO 21/06*
50 REM #####
60 REM
70 REM
100 PRINT CHR$(12)
110 C = SE - 3:L = 1E - 3:R = 100:RI = 2:RO
    = 1E6:V = 100:W = 377:R1 = RO:R2 = RO
120 DT = 1E - 5: PRINT "C -";C: PRINT "L -"
    :L: PRINT "R -";R: PRINT "RO-";RO: PRINT "R
    I-";R1: PRINT "W-";W: PRINT "V -";V: PRINT
    : PRINT : PRINT
130 DIM Q(10),Q5(10)
140 PRINT TAB(1);"TEMPO"; TAB(9);" V1
    "; TAB(9);" V2 "; TAB(9);" VC "; TAB(
    9);" IL "; TAB(9);" ID1 "; TAB(9);" I
    D2 "; TAB(9);" VL "; TAB(9);" D1 "; TAB(
    9);" D2 "; PRINT : PRINT
150 V1 = V * SIN (W * T):V2 = - V * SIN
    (W * T)
160 VT = (V1 * R2 + V2 * R1) / (R2 + R1)
170 RT = R1 * R2 / (R1 + R2)
180 FOR Y = 1 TO 10
190 DVC = (VT / (RT * C)) - (VC / (RT * C))
    - IL / C
200 DIL = (VC / L) - IL * R / L

```

```

210 VC = (DVC * DT + VA)
220 IL = (DIL * DT + IA)
230 VA = VC:IA = IL
240 NEXT Y
250 I1 = (V1 - VC) / R1:I2 = (V2 - VC) / R2
260 IF I1 = 0 THEN R1 = RI
270 IF I1 < 0 THEN R1 = RO
280 IF I2 < 0 THEN R2 = RO
290 IF I2 = 0 THEN R2 = RI
300 T = T + 10 * DT
310 Q(1) = INT (V1 * 100) / 100
320 Q(2) = INT (V2 * 100) / 100
330 Q(3) = INT (VC * 100) / 100
340 Q(4) = INT (IL * 100) / 100
350 Q(5) = INT (I1 * 100) / 100
360 Q(6) = INT (I2 * 100) / 100
370 Q(9) = INT (R * IL * 100) / 100
380 IF I1 = 0 THEN Q7 = 1: GOTO 400
390 Q(7) = ABS (I1) / I1
400 IF I2 = 0 THEN Q8 = 1: GOTO 430
410 Q(8) = ABS (I2) / I2
420 Q(10) = INT (T * 1E4) / 10
430 FOR I = 1 TO 10
440 Q5(I) = STR$(Q(I))
450 IF LEN (Q5(I)) < 6 THEN Q5(I) = " " +
    Q5(I): GOTO 450
460 NEXT I
470 PRINT TAB(1);Q5(10); TAB(9);Q5(1); TAB(
    9);Q5(2); TAB(9);Q5(3); TAB(9);Q5(4); TAB(
    9);Q5(5); TAB(9);Q5(6); TAB(9);Q5(9); TAB(
    9);Q5(7); TAB(9);Q5(8)
480 GOTO 150

```



Quadro 2

```

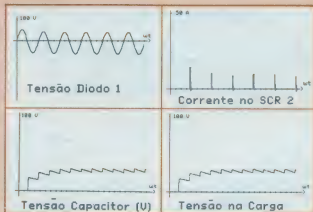
10 REN *****
20 REN * SIMULACAO DE CIRCUITOS *
30 REN *
40 REN * JOAO JOSE MUCCILO 21/06*
50 REN *****
60 REN
70 REN
100 GOTO 400: DIM Q(10)
110 C = 5E - 3: L = 1E - 3: R = 100: R1 = 2: R
0 = 1E6: V = 100: W = 377: R1 = R0: R2 = R0
120 DT = 1E - 5
130 T = 0: DVC = 0: DIL = 0: VA = 0: IA = 0
140 V1 = V * SIN (W * T): V2 = - V * SIN
(W * T)
150 VT = (V1 * R2 + V2 * R1) / (R2 + R1)
160 RT = R1 * R2 / (R1 + R2)
170 FOR Y = 1 TO 10
180 DVC = (VT / (RT * C)) - (VC / (RT * C))
) - IL / C
190 DIL = (VC / L) - IL * R / L
200 VC = (DVC * DT + VA)
210 IL = (DIL * DT + IA)
220 VA = VC: IA = IL
230 NEXT Y
240 I1 = (V1 - VC) / R1: I2 = (V2 - VC) / R
250 IF I1 = > 0 THEN R1 = R1
260 IF I1 < 0 THEN R1 = R0
270 IF I2 < 0 THEN R2 = R0
280 IF I2 = > 0 THEN R2 = R1
290 T = T + 10 * DT
300 Q(1) = INT (V1 * 100) / 100
310 Q(2) = INT (V2 * 100) / 100
320 Q(3) = INT (VC * 100) / 100
330 Q(4) = INT (IL * 100) / 100
340 Q(5) = INT (I1 * 100) / 100
350 Q(6) = INT (I2 * 100) / 100
360 Q(7) = INT (R * IL * 100) / 100
370 IF I1 = 0 THEN Q7 = 1: GOTO 390
380 Q(7) = ABS (I1) / I1
390 IF I2 = 0 THEN Q8 = 1: GOTO 420
400 Q(8) = ABS (I2) / I2
410 Q(10) = V1 - VC
420 XT = W * T * 100 / 3.1415926
430 IF XT > 3 * 720 THEN GOTO 650
440 CX = INT (XT * 80 / 720 + 10)
450 CY = INT (150 - Q(YU) *
(140 + NY) / EY + NY)
460 HPLOT TO CX,CY
470 GOTO 140
480 FOR CQ = 1 TO 7

```

```

490 READ YU,EY,NY,N5
500 HGR : POKE - 16382,0
510 GOSUB 570
520 VQ = 0
530 GOSUB 110
540 NEXT CQ
550 STOP
560 STOP
570 HPLOT 10,160 TO 10,5
580 HPLOT 0,150 + NY TO 279,150 + NY
590 FOR GT = 1 TO 24
600 HPLOT GT = 10 + 10,NY + 149 TO GT * 1
0 + 10,NY + 151
610 NEXT GT
620 HPLOT 9,10 TO 11,10
630 HPLOT 10,150 + NY
640 RETURN
650 PRINT CHR$(4); "BSAVE "; N5; ".": VQ; ",
AB192, LB191"
660 HGR : POKE - 16382,0
670 VQ = VQ + 1
680 IF VQ = 1 THEN RETURN
690 GOSUB 570
700 HPLOT 10,CY
710 T = 0
720 GOTO 140
730 DATA 10,200,-100,"V D1"
740 DATA 3,100, 0,"V CAP"
750 DATA 4,1, 0,"I IND"
760 DATA 5,50, 0,"I D1"
770 DATA 6,50, 0,"I D2"
780 DATA 9,100, 0,"V L"
790 DATA 1,100, 0,"V 1"

```



Antenas e adaptador para ondas curtas

Mais algumas dicas para os que se dedicam à escuta de estações distantes: as práticas antenas em "L" e um circuito para melhorar a recepção

Embora seja possível, com os receptores modernos (incluindo o Delta DBR 5500, visto no último artigo), a recepção em ondas curtas apenas com a antena telescópica do próprio aparelho, é fora de dúvida que uma antena externa, bem proporcionada e instalada, assegura melhores resultados, mesmo com péssimas condições de propagação. À medida que aumentam as distâncias e as frequências, maior é a necessidade de possuir uma antena bem projetada.

As antenas que vamos descrever são simples, do tipo "L" invertido, e estão representadas na figura 1. Repare na direção correta de recepção, indicada pela seta na primeira antena. A extensão total de cada uma delas, desde o extremo mais afastado até o receptor, é dada por "d".

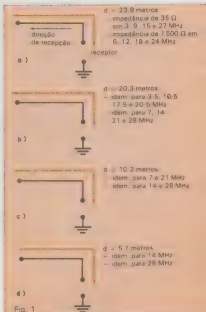
Naturalmente que seria ideal dispor de uma antena de comprimento variável, mas isso não seria de fácil implementação, do ponto de vista mecânico. A solução, nesse caso, é incluir um dispositivo que aumente ou diminua eletricamente o comprimento efetivo da antena, que veremos em seguida. Antes, porém, vamos terminar a apresentação das antenas.

O fio a ser utilizado pode ser de co-

bre rígido ou flexível. Existe até uma cordoalha especial para fio de antena, constituído de vários condutores finos, que reduz a resistência de RF, mantendo a necessária rigidez física. Ao lado de cada modelo apresentado estão relacionadas as frequências beneficiadas na recepção. A antena (d) deve ser utilizada sempre que houver receio que uma antena mais longa afete a sintonia do estágio de RF.

Adaptador — Para uma boa recepção é imprescindível uma boa antena, como dissemos. Parece um lugar comum, mas nem sempre é possível conciliar o desejo de possuir uma boa antena com as condições do local de instalação do receptor. De fato, excluindo as condições de propagação do solo e o posicionamento em relação às ondas refletidas pela ionosfera, existe ainda a questão do espaço físico para se instalar a antena.

Sobre antenas e sua instalação ainda teremos muitas páginas escritas nesta seção. Além disso, livros e artigos sobre antenas existem em quantidade considerável. Cada de- xista já experimentou pelo menos uma dúzia de antenas e houve época (bons tempos...) em que se muda-



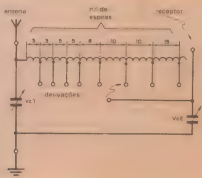


Fig. 2

Circuito do adaptador de antena, que permite melhorar o desempenho do receptor.

va de casa e até de bairro, só para ficar em melhor situação para receber os sinais de estações distantes. Hoje, cada um fica na casa ou apartamento que consegue e torce para que ao seu lado não existam aparelhos interferentes...

A unidade que vamos descrever permite contornar esse problema, estraiendo o máximo rendimento de antenas já instaladas, sejam elas do tipo "T", "L" invertido ou outras. Seu circuito, que pode ser visto na figura 2, utiliza apenas uma bobina feita em casa e um par de capacitores variáveis, com lâminas metálicas: es-

ses capacitores podem ter entre 300 e 350 pF cada um.

A bobina é composta por 80 espiras de fio com bitola 0,81 mm, esmalado, enroladas sobre uma forma de 2,5 cm de diâmetro e 13 cm de comprimento. Um tubo de PVC serve perfeitamente, mas pode ser utilizada também uma barra cilíndrica de madeira, daquelas que servem de suporte para cortinas. Ela deve ser enrolada com as espiras juntas, formando as 8 derivações indicadas na própria figura 2, a fim de abranger as faixas de 11 a 49 metros, onde operam normalmente as estações de ondas curtas.

Observe que a primeira derivação, para os 11 metros, está localizada na 3ª espira a partir da extremidade ligada à antena, a segunda, na 6ª espira, e assim por diante. Dessa forma, sobrará cerca de 20 espiras até o final do enrolamento, que poderão ser divididas por derivações de 5 em 5 espiras, para fins de experimentação.

Na figura 3 temos um esboço da disposição dos componentes e da barra de ligações, usada para entrada da antena e saída para o receptor. A operação do circuito é bastante simples: conhecendo-se a posição das derivações, para as faixas respectivas, coloca-se o contato de VC2 no ponto desejado (através de uma garra jacaré), sintoniza-se o receptor em uma determinada estação e ajusta-se VC1 e VC2 (nessa ordem) buscando o melhor rendimento. Anota-se então a posição, para futuras referências. É possível que se encontre duas posições diferentes para cada faixa, dependendo dos ajustes de VC1 e VC2.

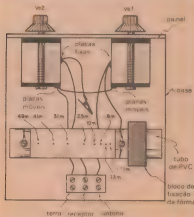


Fig. 3

Vista por cima da montagem do adaptador

• EQUIVALÊNCIAS DE TRANSISTORES •

[illegible]

DATABOOKS

[illegible]

PONTES DE ALIMENTAÇÃO

POWER SUPPLIES SWITCHING REGULA- TORS INVERTERS & CONVERTERS - Gottlieb	Cir	207,260
VOLTAGE REGULATOR SOURCEBOOK WITH EXPERIMENTS - Martin	Cir	149,500
THE POWER SUPPLY HANDBOOK - The Editors of "11 Magazine"	Cir	153,300
IDENTIFIERS ALIMENTACIONE REGUL- DARE ELECTRONICHE - Forzati	Cir	198,000
12 ELECTRONIC POWER SUPPLY PRO- JECTS - Teaser	Cir	153,300
REGULATED POWER SUPPLIES - 3rd Edn - Gottlieb	Cir	279,300
POWER SUPPLIES - Smead	Cir	419,300
POWER CONTROL ELECTRONICS - Lar- son	Cir	419,300

COMUNICAÇÃO POR SATÉLITE

MANUAL OF SATELLITE COMMUNICATIONS - Fihelak	C/\$ 573.300
SATELLITE COMMUNICATIONS - Pen son	C/\$ 155.250
NEW DIRECTIONS IN SATELLITE COMMUNICATIONS - Hudson	C/\$ 480.000
INTRODUCTION TO SATELLITE TV - Browne/Carmey	C/\$ 130.000

PREÇOS SUJEITOS A ALTERAÇÃO
Atendentes pelo Reembolso Postal e VARIO, com despesas por conta do cliente, para pedidos acima de Cr\$ 10.000 (VARIG: Cr\$ 30.000). Pedidos menores devem vir acompanhados por cheque nominal ou Vale Postal, acrescidos de Cr\$ 1.000 para as despesas de despacho pelo correio.

**SOLICITE
CATÁLOGO**

LITEC

LIVRARIA EDITORA TECNICA LTDA
Rua dos Timbiras, 257 01208 São Paulo - SP
Telefone: (011) 222 0477 Caixa Postal 30 889

Fim da filiação compulsória à Labre

Um decreto presidencial conferiu aos radioamadores brasileiros o direito de livre associação, encerrando uma acalorada polêmica no setor

O decreto 91324, de 13 de junho deste ano, assinado pelo presidente da República, José Sarney, e pelo Ministro das Comunicações, Antonio Carlos Magalhães, deu por encerrada uma das etapas mais tristes da história de nosso radioamadorismo — a da filiação compulsória dos radioamadores à Labre. Trata-se de uma importante vitória da classe contra esta que foi uma das arbitrariedades da Revolução de 64. Mas significou também uma vitória pessoal do PY2AH — Ivan, que liderou a luta dos radioamadores contra a filiação compulsória, e por isso foi maltratado, injustiçado e incompreendido por aqueles que detinham o poder absoluto na Labre.

Com este ato, a Nova República possibilita que a livre iniciativa e a livre concorrência passem a imperar no radioamadorismo nacional. Cria também as condições para que o pessoal da elite (fã de Brasília) surpreenda os mais pessimistas e proporcione uma direção ativa e competente à Labre. Uma atuação que seja capaz de transformar a entidade num autêntico clube de radioamadorismo, e que demonstre sensibilidade acima de tudo, transferindo a sede da Labre Central de Brasília para algum Estado do Sul do Brasil. A principal justificativa para esta mudança é

o fato de a capital federal não reunir radioamadores em número suficiente para apoiar uma verdadeira Administração Nacional. Outra proposta que fazemos aos atuais dirigentes do nosso radioamadorismo é no sentido de extinguirem as contribuições que os Estados fazem regularmente à Labre Central. Se isto acontecer, a manutenção da Administração Central ficará sob a responsabilidade do Estado onde estiver sediada. E assim vão sobrar milhares de cruzeiros para que as seccionais da entidade tirem o nosso radioamadorismo dos 20 anos de atraso em que ele se encontra hoje.

Correspondências

Temos recebido inúmeras correspondências a título de felicitações pelo ato do Sr. Presidente da República. Agradecemos a atenção dos companheiros, mas esclarecemos que a nossa participação na campanha pela livre iniciativa no radioamadorismo limitou-se a veicular fatos de interesse geral. Propomos que os srs. radioamadores telegrafem ao presidente José Sarney, agradecendo pela medida que nos livrou da filiação compulsória e pedindo que continue a olhar por nós.

Das correspondências recebidas, destacamos uma delas, enviada pelo PY2AH — Ivan, da qual reproduzimos

um trecho: "Agradeço a você e à NE por todo o apoio que nos proporcionaram (divulgação dos fatos reais) durante um período difícil, quando poucos radioamadores se arriscavam a ter atitudes com os pseudos poderosos da Labre.

Comunicado da APVL

A Assembléia Permanente das Vítimas da Labre — APVL — anuncia sua dissolução por ter cumprido integralmente os objetivos de sua existência.

Histórico da campanha

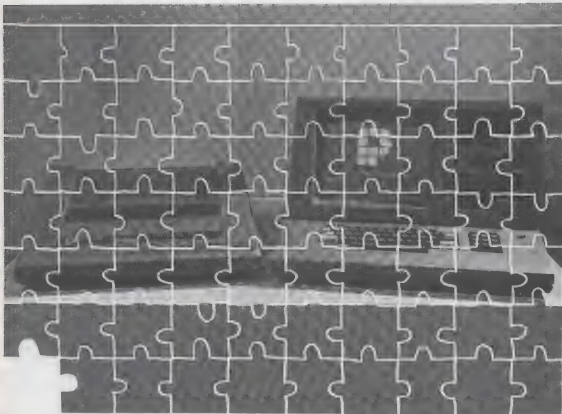
Já em 1982, os radioamadores paranaenses alertavam que um mandato de segurança derrubaria com toda a certeza os dispositivos institucionais que mantinham a filiação compulsória. Em São Paulo e no Rio de Janeiro, os radioamadores lutavam através da imprensa; no primeiro caso, pelas revistas *Nova Eletrônica* e *Revista Nacional de Telemática* e ainda por intermédio do jornal *O Estado de S. Paulo*; no segundo caso, pelas revistas *Eletrônica Popular* e *AN-EP*.

Enquanto isso, inconformados, os radioamadores gaúchos colocaram uma bola de neve no movimento, em forma de um mandato de segurança que, uma vez iniciado, não pôde mais ser impedido de rolar. Assim, o movimento envolveu dois poderes: a imprensa e o judiciário. Faltavam apenas os poderes legislativo e executivo. Desta parte, cuidaram os radioamadores da Bahia que, através de destacados congressistas, e contando ainda com a inestimável ajuda do presidente da Seção de Brasília da OAB, sensibilizaram a Procuradoria Geral da República e o Ministério da Justiça. Desta forma, com quatro poderes unidos em torno de um único objetivo, a sorte da diretoria da Labre foi selada. O desespero levou-a, no entanto, a emitir boletins QTCs em defesa de sua posição antipática.

O Ministério das Comunicações ficou então com apenas duas opções: atender à Procuradoria Geral da República e ao Ministério da Justiça — estas, por sinal, com posição baseada num acórdão do Tribunal de Recursos — ou atender à Labre. Prevaleceu a primeira alternativa, consubstanciada no ato do presidente Sarney, do dia 13 de junho. Uma data que, vale registrar, foi declarada pelos colegas paranaenses como o Dia da Libertação dos Radioamadores Brasileiros, a ser comemorada todos os anos.

SUPRIMENTOS PARA CPD FILCRES:

SOLUÇÕES NA MEDIDA EXATA DE SUAS NECESSIDADES.



A Filcres tem sempre em estoque e para pronta entrega tudo o que você precisa para o seu CPD: fitas impressoras, formulários, diskettes, e mais uma infinidade de outros acessórios. E conta ainda com uma equipe de profissionais altamente qualificados, prontos a lhe prestar o melhor atendimento. Tudo isso com a qualidade que v. exige e um preço sempre compatível com seu orçamento. É só telefonar e esquecer seu problema. A Filcres leva o suprimento que falta até você.



*20 Anos
de
Sucesso*

AJUDANDO A DESENVOLVER TECNOLOGIA

Rua Aurora, 165 - SP - Tel.: PBX: (011) 223-7388 - Telex: (011) 31298 - Direto - SP - 223-1446;
222-3458/220-9113/220-7954 - Direto outros Estados: 222-5430/221-0326/223-7649/222-0284

Diploma PPC/Petrobrás

Com o objetivo de divulgar o magnífico trabalho que a Petrobrás vem realizando no Brasil, o Pica-pau carioca instituiu o diploma "PPPET". Ele será conferido a todo radioamador que comprovar ter estabelecido contato bilateral nas modalidades CW, fonia ou misto, com dez refinarias da Petrobrás representadas simbolicamente pelos Estados, nos quais existem refinarias da empresa. Ou seja: Amazonas, Minas Gerais, Rio de Janeiro, São Paulo (4), Paraná e Rio Grande do Sul. Os contatos podem ser realizados com qualquer cidade do Estado, não havendo necessidade de ser, especificamente, com aquela onde esteja situada a refinaria. Apenas no caso de São Paulo — Estado sede de quatro refinarias — é que se faz necessário o contato com quatro cidades diferentes. Remeter LOG, devidamente autenticado pela LABE, para o PPC Award Manager — Caixa Postal 18003 — CEP 20772 — Rio de Janeiro — RJ. Anexar ao pedido cinco portes postais simples.

C BDx

Marcelo Hideo Motoyama, PY2LQB, convida-nos a fundação do GBDX — Grupo Brasileiro de DX —, que tem por objetivo incentivar a prática do CW e o desenvolvimento da modalidade em DX. O diploma básico requer comprovação de QSO com 20 membros. A relação dos membros do GBDX será divulgada em breve. Os interessados poderão escrever para a Caixa Postal 53031 — CEP 08200 — São Paulo — SP.

Novo horário do QTC da Labe Central

Desde o mês de maio, o QTC falado da Labe Central vem sendo transmitido às quintas-feiras, nos seguintes horários: às 20:30, na faixa de 20 M-14 170 kHz; às 21:00, na faixa de 80 M-3 700 kHz; às 21:30, na faixa de 40 M-7 070 kHz.

Pioneiros Rádio Clube

Congrega os radioamadores que são ou foram radiotelegrafistas profissionais, ou que não estejam inteiramente "enquadrados" na situação acima, como os possuidores de carteira de radiotelegrafista. Estes são os profissionais em potencial. Quem estiver nestas condições e desejar se vincular ao PRC basta enviar ao clube uma fotocópia do comprovante de sua situação como radiotelegrafista e a importância correspondente a 10 IRC. Isto o torna vinculado ao PRC, comprometendo-o a enviar uma taxa de Cr\$ 3.000 (em 85).

Há duas categorias de PRCistas: Master, para os que possuem certificado de radiotelegrafia, e quem recebem uma numeração ímpar. E Combination, para os que não possuem certificado e a numeração é par. Para este caso, há a necessidade de uma declaração de que exerce ou exerceu a função de radiotelegrafista ou telegrafista no mínimo por cinco anos. Outra possibilidade é a informação desta atividade ser abonada por dois PRCistas Master. Em cada Estado, há um representante do PRC. Em São Paulo, é o PY2LN.

Este certificado-vínculo é de caráter internacional e foi concebido nos moldes do SWP (*Society of Wireless Pioneers*).

Na tentativa de valorizar o QSL dos operadores Móvel Marítimo, que são profissionais e radioamadores, como são — ou foram — os PRCistas, foi instituído o WMM — *Worked Maritime Mobile*.

Qualquer radioamador que, nas faixas amadoras, comprovar contato com estações amadoras MM em cinco diferentes países, com RST mínimo de 338 e com datas posteriores a 27 de fevereiro de 1982, fará jus ao WMM. Pede-se que, junto ao relatório, seja anexado o xerox dos QSLs e selos no valor de 10 portes postais.

Portanto, quem desejar vincular-se ao PRC, preenchendo as condições acima indicadas, basta entrar em contato com: PRC — Pioneiros Rádio Clube — Caixa Postal 1470 — CEP 50.000 — Recife — PE.

Novo país no DXCC

Por 6 votos a 1, o Comitê de Diplomas da A.R.R.L. aceitou a sugestão da Comissão Consultiva do DXCC para considerar como países em separado as bases militares de Akrotiri e Dhekelia, pertencentes ao Reino Unido e situadas em Chipre. A distinção ora efetuada pelo DXCC entrou em vigor no último dia 1º de julho de 1985.

1º Encontro de Cedabilistas

Será realizada na cidade de Lajes/SC, nos dias 25, 26 e 27 de outubro, a 28ª Concentração da 5ª Região e o 1º Encontro de Cedabilistas Brasileiros. O CWSP aproveitará a ocasião para fazer a entrega dos prêmios aos vencedores do Conteste da Motivação Brasil em CW, de 1984.

Regulamento do Conteste — O Conteste da Motivação Brasil em CW, promovido pelo Grupo CWSP, é a grande festa de confraternização entre os cedabilistas brasileiros realizada todos os anos no terceiro final de semana de novembro. O início está previsto para as

12 h do sábado e o término às 18 h do domingo. Categorias: operador único — QRP — clubes.

Bandas: 15 m, QRG 21 050 a 21 070 kHz
40 m, QRG 7 010 a 7 050 kHz
80 m, QRG 3 510 a 3 550 kHz

Chamada: CQ TEST BR

Mensagem: As estações pertencentes ao quadro de operadores dos grupos de CW transmitirão o RST acrescido da sigla do seu grupo. As demais estações transmitirão o RST acrescido da potência do transmissor. Aconselhamos as estações QRP vinculadas a grupos a enviarem somente RST/potência. O uso da sigla do grupo é obrigatório para as estações do CWSP e facultativo para as demais.

Pontos: Contatos com estações QRP valem 10 pontos; com estações de grupos, 5 e com as demais, 2.

Multiplicação: Serão multiplicadores os Estados, Territórios, D.F. e grupos de CW. (A mesma estação não pode ser usada com o multiplicador duplo, Estado mais grupo de CW.)

Contagem: Total de pontos multiplicado pelo número de multiplicadores em cada faixa. O escore final é a soma dos totais de cada faixa. A mesma estação pode ser trabalhada em faixas diferentes.

Prêmios: Troféu para o Campeão Geral. Medalha para o vencedor de cada região (Norte, Nordeste, Centro-Oeste, Sudeste e Sul). Diploma para o vencedor geral de cada Estado.

Remessa de relatório: Até 15 de janeiro.

Categoria

QRP: Medalha para o Campeão Geral. Diploma para o segundo e terceiro colocados.

Categoria

clubes: Medalha para o Campeão. Diploma para o segundo e terceiro colocados.

Tony & Adamastor QRP — Um alô aos colegas que irão participar do Conteste da Motivação Brasil em CW: eu estarei operando com o meu QRP, o Adamastor, na QRG de 7 045 kHz. Apareçam por lá, a fim de trocarmos nossos pontinhos. ●

Conheça as frequências em que você pode atuar

Apresentamos nesta edição as frequências nas quais os radioamadores podem operar, bem como os tipos de emissão atribuídas a cada classe. Conforme a Legislação do Serviço de Radioamador, estes só poderão operar no âmbito das faixas permitidas a cada categoria

Faixa	Tipos de emissão	Faixa de frequências	Tipos de emissão
CLasse C 1 800 a 1 850 kHz A1 - A3 - A3J 3 500 a 3 525 kHz A1 - F1 3 525 a 3 800 kHz A3 - F3 - A3J 7 000 a 7 050 kHz A1 - F1 21 000 a 21 100 kHz A1 - F1 28 000 a 28 100 kHz A1 - F1 50 a 54 MHz A0 - A1 - A2 - A3 - A4 - A3J F0 - F1 - F2 - F3 - F4 144 a 148 MHz A0 - A1 - A2 - A3 - A4 - A3J F0 - F1 - F2 - F3 - F4 220 a 225 MHz A0 - A1 - A2 - A3 - A4 - A3J F0 - F1 - F2 - F3 - F4 420 a 450 MHz A0 - A1 - A2 - A3 - A4 - A3J F0 - F1 - F2 - F3 - F4		220 a 225 MHz A0 - A1 - A2 - A3 - A3J - A4 - A5 F0 - F1 - F2 - F3 - F4 - F5 420 a 450 MHz A0 - A1 - A2 - A3 - A3J - A4 - A5 F0 - F1 - F2 - F3 - F4 - F5	
CLasse D 1 800 a 1 850 kHz A1 - A3 - A3J 3 500 a 3 525 kHz A1 - F1 3 525 a 3 800 kHz A3 - F3 - A3J 7 000 a 7 050 kHz A1 - F1 7 050 a 7 300 kHz A3 - A5 - F3 - F5 - A3J 21 000 a 21 100 kHz A1 - F1 28 000 a 28 100 kHz A1 - F1 50 a 54 MHz A0 - A1 - A2 - A3 - A3J - A4 - A5 F0 - F1 - F2 - F3 - F4 - F5 144 a 148 MHz A0 - A1 - A2 - A3 - A3J - A4 - A5 F0 - F1 - F2 - F3 - F4 - F5		1 800 a 1 850 kHz A1 - A3 - A3J 3 500 a 3 525 kHz A1 - F1 3 525 a 3 800 kHz A3 - A3J - F3 7 000 a 7 050 kHz A1 - F1 7 050 a 7 300 kHz A3 - A3J - A5 - F3 - F5 14 000 a 14 100 kHz A1 - F1 14 100 a 14 350 kHz A3 - A3J - A5 - F3 - F5 21 000 a 21 100 kHz A1 - F1 21 100 a 21 450 kHz A3 - A3J - A5 - F3 - F5 28 000 a 28 100 kHz A1 - F1 28 100 a 29 700 kHz A3 - A3J - A5 - F3 - F5 50 a 54 MHz 114 a 148 MHz 220 a 225 MHz 420 a 450 MHz 1 215 a 1 300 MHz 3 300 a 3 500 MHz 5 650 a 5 925 MHz 10,00 a 10,50 GHz 24,00 a 24,25 GHz	A0 - A1 - A2 - A3 - A3J - A4 - A5 F0 - F1 - F2 - F3 - F4 - F5 A0 - A1 - A2 - A3 - A3J - A4 A5 - F0 - F1 - F2 - F3 - F4 F5 - P

Os tipos de emissão mencionados nas tabelas são os seguintes:

1ª — Modulação da portadora principal:

- a — A = amplitude
- b — F = frequência ou fase
- c — P = pulso

2ª — Emissão

- a — 0 = ausência de qualquer modulação a transportar informação
- b — 1 = telegrafia sem modulação por áudio
- c — 2 = telegrafia modulada, cuja modulação é feita mediante a interrupção de uma ou mais audiófrequências, mantendo constante a portadora de RF

d — 3 = telefonia

- e — 4 = fac-símile com modulação da portadora principal, ou diretamente, por uma subportadora, modulada em frequência
- f — 5 = televisão (somente vídeo)

3ª — Características suplementares

- a — DSB = faixa lateral dupla
- b — SSB = faixa lateral simples
- c — J = portadora suprimida

Nova regulamentação do uso do autopatch — O Secretário Geral do Ministério das Comunicações, usando de suas atribuições, que lhe confere o item 7 do artigo 47 do Regimento Interno da Secretaria Geral, aprovado pela portaria ministerial nº 304, de 12.03.1979, resolve:

I — Alterar o item 8 da Portaria nº 266 de 14 de outubro de 1980, que passa a ter a seguinte redação:

8. Conexão à rede telefônica — é facultado às associações constituídas exclusivamente de radioamadores classes A e/ou B, mediante prévia autorização do Dentel, a conexão à rede telefônica pública por sistema automático (autopatch).

8.1 — As associações acima descritas deverão conter um mínimo de 25 (vinte e cinco) radioamadores classes A e/ou B, com domicílio principal ou adicional na área de cobertura da repetidora.

8.2 — A critério do diretor geral do Dentel, em casos excepcionais, para associações constituídas exclusivamente por radioamadores com domicílio principal ou adicional localizado em áreas onde ainda não sejam disponíveis facilidades do serviço telefô-

co público, admite-se o número mínimo de 10 (dez) associados e, se necessário, sem restrição de classes.

8.3 — Os equipamentos utilizados na conexão deverão ser registrados e/ou homologados pelo Ministério das Comunicações e compatíveis com os sistemas da concessionária de serviço telefônico. Os equipamentos de interface com a rede serão considerados como de categoria 1, quando da homologação e/ou registro.

II — Determinar ao Dentel, até que sejam estabelecidas as normas sobre conexão de estações de radioamador à rede telefônica pública, que adote para licenciamento das estações os seguintes requisitos:

— a instalação, previamente aprovada pela concessionária de serviço público envolvida, e a manutenção deverão ser feitas por radioamadores classe A ou sob a sua responsabilidade;

— a inspeção à instalação, por parte da concessionária, deve ser permitida com vistas a assegurar a fiel observância de normas técnicas e regulamentares concernentes à operação e à manutenção dos equipamentos de ligação à rede telefônica pública, através de programação previamente de-

terminada ou sempre que julgada necessária;

— a relação sinal/ruído da ligação telefônica deve ser superior a 30 dB e caso haja necessidade o equipamento radiotelefônico deve ser equipado com abaftador;

— o nível máximo a ser entregue à linha telefônica deve ser de 0 dBm;

— o radioamador, que iniciar ou permitir a interligação com a rede telefônica pública, deverá dar ciência aos interlocutores de que a comunicação telefônica está sendo radiada e que poderá ser ouvida por terceiros;

— a repetidora deverá ser capaz de irradiar o sinal recebido de ambas as partes em contato, na frequência de transmissão da repetidora;

— a repetidora não deverá permitir que sejam realizadas ligações originadas na rede telefônica pública.

III — As estações repetidoras com conexão automática à rede telefônica pública, atualmente licenciadas pelo Dentel, devem se adaptar às novas exigências no prazo de 2 (dois) anos a contar da publicação da presente Portaria.

IV — Esta Portaria entra em vigor na data da sua publicação, revogadas as disposições em contrário.

Tradição em Equipamentos Elétricos e Eletrônicos em Geral

DISTRIBUIDORA DOS PRODUTOS

CELIS
ELEMENTOS ELÉTRICOS LTDA

BORNES MULTIPOLARES
SOQUETES P/ CIRCUITOS INTEGRADOS
CONJUNTOS DE SOQUETES DE RELÉ
CONECTORES MULTIPOLARES

SCHRACK

RELES MINIATURA
RELES INDUSTRIAIS
RELES REED
INTERRUPTORES MAGNÉTICOS

SEMIKRON

PONTES RETIFICADORAS
DIODOS
TIRISTORES
DISSIPADORES DE CALOR

Eletrotécnica Sotto Mayor Ltda.

MATRIZ:

RUA FLORÊNCIO DE ABREU, 474

01030 - SÃO PAULO - SP

TEL: (011) 228-3011 (TRONCO CHAVE)

TELEX: (011) 24852 ESML - BR

FILIAL:

RUA SANTA IFIGÊNIA, 502

01207 - SÃO PAULO - SP

TEL: (011) 223-8899 (TRONCO CHAVE)

Um eficiente QRP para os 40 metros

Montar o Adamastor é um desafio para os cedablistas que desejam ter um transmissor pequeno, mas dotado de muitos recursos

Adamastor é o nome deste excelente QRP que apresentamos nesta edição da NE. Trata-se de um pequeno transmissor para CW, cuja potência de saída de RF é da ordem de 8 watts, o suficiente para lhe oferecer muitos DXs e boas reportagens RST. O Adamastor é ainda mais completo, pois funciona também como receptor super-heteródino para CW. As duas unidades trabalham em um único chassi. O criador do Adamastor é o nosso amigo PY2OE — Muniz, a quem devemos transferir todos os elogios dedicados ao seu ótimo desempenho. Eu, particularmente, operei muito tempo com um Adamastor (durante 4 anos) em 40 metros, frequência de 703, controlada a cristal. Além de manter contatos com todo o Brasil, aumentava o número dos países trabalhados com o pequeno QRP, atingindo cerca de 25 localidades em diversas partes do mundo.

Esperando que você também obtenha bons resultados operando o Adamastor, informaremos a seguir todos os detalhes para a sua montagem (veja a fig. 1).

Bobinas — Foram utilizados tubos plásticos reaproveitados de carretéis de linha, com 1,5 cm de diâmetro. Com um pouco de habilidade e de Araldite as bobinas ficarão bem feitas. Os trim-

mers foram colocados no topo das bobinas.

Oscilador de batimento — Empregamos um transformador de FI de 455 kHz. Aconselhamos utilizar o transformador tipo *output*, que sobrou do jogo de FI do receptor.

Capacitores variáveis — No estágio de saída em PI, utilizamos dois capacitores duplos, tipo miniatura, de plástico, desses usados em receptores-miniatura. Eles não dispõem de eixo para adaptação do *knob*, mas, como são ajustados uma só vez para sintonia e carga, o detalhe perde a importância. O variável C2 de entrada do circuito PI utiliza apenas uma seção; o de saída C3 usa as duas. O variável C1 — de sintonia do receptor — deve ser mais ou menos de 20 pF.

Fonte de alimentação — A fonte é muito simples, usando dois diodos tipo 1N 4001 ou equivalente. Um deles fornece a tensão positiva para alimentar o receptor e o transmissor, e o outro, a tensão negativa para a polarização da 50C5 e manipulação por bloqueto de grade. Os capacitores de filtro são de 32 μ F x 450 volts.

Xtal — O cristal é destinado à subfaixa de 40 m.

Medidor — O instrumento de medição da corrente das placas das 50C5 é um microamperímetro de 0-250 μ A. Com os resistores utilizados no medidor, a corrente de fundo de escala será de 170 mA e o transmissor poderá carregar até 160 mA, aproximadamente, com uma tensão no estágio final de cerca de 130 volts.

Chassi — Foi utilizado um chassi de alumínio de 20 x 12 x 5 cm e um painel do mesmo material, de 20 x 13 cm. O chassi foi montado por mim mesmo, mas quem não quiser ter este trabalho basta adquiri-lo nas lojas.

Tabela de bobinas:

- L1 — 6 espiras juntas.
- L2 — 20 espiras juntas; entre L1 e L2 deve existir um espaçamento de 2 mm; fio n.º 28 ou 30, esmaltado.
- L3 — 15 espiras juntas, com tomada na 5ª espira, para a ligação do catodo; também usa fio 28 ou 30.
- L4 — 16 espiras juntas, de fio 20 ou 22, em forma de 2 ou 2,5 cm de diâmetro; qualquer tubinho de plástico serve para construir estas bobinas. Usamos carretéis de linha de plástico e ficou uma jóia!

Ajuste de bobinas — L2 será ajustada uma só vez, para a frequência de 7 000 kHz. L3 será ajustada para 7 455 kHz, com o variável de sintonia na posição de máxima capacidade. Posteriormente, é preciso ajustar o *trimmer* para a cobertura da faixa se for necessário.

Detalhes — O oscilador de batimento não necessita ser acoplado diretamente ao detector; lá onde ele fica há um bom batimento. Ao apertar o manipulador, será audível o sinal do oscilador do transmissor na posição de recepção da chave TRANS/RECEBE. Assim, é possível saber a frequência onde vamos ouvir a estação que nos atender.

Advertência — Pelo fato de o equipamento não usar transformador de força, um dos pólos da rede elétrica fica ligado diretamente ao chassi. Por isso, deve-se tomar os cuidados necessários, a fim de evitar "choques" ou curto-circuitos na rede, caso haja alguma ligação do aparelho para a terra. Com o auxílio de uma lâmpada, você pode constatar a existência ou não de passagem para a terra, ligando-a entre o chassi e rede. A lâmpada não pode acender neste teste. Depois disso, marque a polaridade do plugue do Adamastor com a tomada da rede, ligando sempre na mesma posição, para que o chassi não dê choque. ●

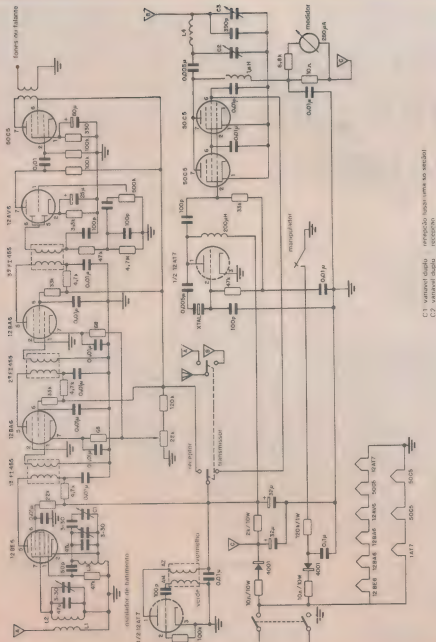


Fig. 1

C.1	variável duplo	resposta única ao estudo
C.2	variável duplo	resposta

MONTAGENS
INÉDITAS!

É o que você encontra todo mês em **Nova Eletrônica**. Instrumentos de bancada, circuitos para áudio, dispositivos de uso industrial e sistemas de aplicação geral. Utilizando sempre novos componentes, de fácil aquisição, as montagens são testadas no laboratório da revista e só então liberadas para publicação. O carimbo "aprovado" garante a qualidade das montagens.

NOVA ELETRÔNICA

TRADIÇÃO DE EXPERIÊNCIA
E CONSTANTE ATUALIZAÇÃO

VENDO

Cartucho Fast Load para o Commodore 64. Acelera cinco vezes o carregamento dos programas e possui outros utilitários. Preço: 20 dólares. Atendo também por reembolso postal. Tratar c/ Eduardo — tel. (021) 274.5463.

ou troco por reembolso postal vários componentes eletrônicos, CIs 741CP, 4001, 4011, LM1889, TDA2003, ICL7107; microscópio 25 cm; módulos MA1003, MA1023; jogo de compassos importados; gabaritos para desenho técnico; revistas *NE*, *Saber* etc. Tratar c/ William C. Bartol — R. Pastor A. Polito, 401, 23/A3 — Boqueirão — Curitiba — PR — CEP 80000.

ou troco NE nºs 9, 11, 15, 17 e 21 pelas NE nºs 2, 3, 4, 18, 52 e 92. Tratar c/ Pierre — Estrada de Caixa D'Água, 224 — Beberibe — Olinda — PE — CEP 53000.

Aeromodelo Mustang perfurado com motor 49 americano c/ cabo, mais 24 fitas com estojo com as mais variadas gravações internacionais por Cr\$ 400 mil. Tratar c/ Anselmo das 18 às 20 horas pelo tel.: 511.5403 — SP.

NE nºs 1 a 22, 33 e 37. Tratar c/ Armand pelo tel.: 543.2498 — Av. Jônia, 374 — São Paulo — CEP 04634.

Placa para teste de CI e montagens (4 CIs e componentes), com borne ligação KRE, conexões minimodul, c/ 8 barras de pinos (dupla). Cada CI permite ligações de 30 componentes ou mais. Tratar c/ M. Antônio — Caixa Postal 229 — Guaratinguetá — SP — CEP 12500.

10 manuais de serviço de todas as TV em preto e branco americanas, com os esquemas, desdobrados, análises e sequência de trabalho passo a passo. Mais de 800 modelos com 4 a 5 páginas de detalhes para cada um. Aos interessados forneço gratuitamente xerox de algum, e vendo por 50 mil cada volume. Tratar com Jair Ramos — R. Batista Caetano, 102 — São Paulo — SP — tel.: 570.8891.

TV em cores Sharp 17" por Cr\$ 700 mil; rádio-gravador Sharp por Cr\$ 300 mil; conversor 6 para 12 V por Cr\$ 25 mil; luz rítmica com capacidade para 650 W por Cr\$ 30 mil. Tratar c/ Gilberto — R.

São Vicente de Araguaia, 281 — Penha — São Paulo — SP.

NE nºs 45 a 78 por Cr\$170 mil. Tratar c/ Hércules J. Delpolo — R. Ceci, nº 21 — V. Bocaina — Mauá — SP — tel.: 450-6199.

COMPRO

Mini-analisador de espectro. Pago bem. Roberto Salvatierra Paz — R. Julio de Castilho, 716 — Porto Velho — RO.

PCI do digitotal em fibra de vidro. Tratar c/ Edivaldo Fonseca — Conj. Praia-mar, 341 — Macaé — AL — CEP 57000 — tel.: (082) 231.5116.

ou troco por outros esquemas diversos (aparelhos Philco e Philips, de rádio e TV) o esquema completo do micro TK85. Tratar c/ Alfonso; cartas para Av. Washington Luis, 437 — aptº 24E — Santos — SP — CEP 11100.

Microcomputador TK82-C, TK83, TK85, NE-28000, CP200, ou troco por 80 revistas de eletrônica, 60 livros, 2 cursos: Programação de Computadores e Computação Eletrônica, laboratório para circuito impresso, ferramentas para eletrônica, 2 livros especiais para eletr. Tratar c/ Roberval F. Lemos — R. Professor Trajano, 124 — Bezerros — PE — CEP 55660.

Capacímetro digital NE em perfeito estado por Cr\$ 250 mil. Tratar c/ Capetano pelo tel.: 217.4139 — SP.

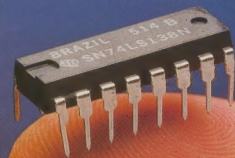
NE nº 88 de junho de 84 ou troco por *Saber Eletrônica* nº 91, de abril de 1980. Tratar c/ Jorge de Paula Corrêa — R. Dois de Dezembro, 103/202 — Flamengo — RJ — CEP 22220.

SERVIÇOS

Monto sob encomenda: amplificadores de 10 W, 60 W, 150 W e 300 W RMS; sintetizador de efeitos sonoros; pré-amplificadores p/ instrumentos musicais (alta e baixa impedância); campainha eletrônica musical e outros circuitos. Tratar c/ Marcelo Martins — tel.: 248-1657 — RJ.

Traduzo livros de inglês, revistas, apostilas, Data Book's etc. Tratar c/ Luciana P. Júnior — tel.: (011) 419.3914 — SP.

É pelo dedo que se conhece o gigante.



Texas. A maior produtora de circuitos integrados do País.

Detentora de avançada tecnologia, e trabalhando dentro de rígidos padrões de qualidade, a Texas possui mais de cinquenta fábricas ao redor do mundo e conta com um invejável suporte de pesquisa e desenvolvimento que a tornaram líder mundial em fornecimento de circuitos integrados semicondutores.

Também no Brasil, a Texas conquistou um enorme espaço no campo da eletroeletrônica. Foi sem dúvida a pioneira

e continua sendo a maior produtora de circuitos integrados do país, fornecendo diretamente às indústrias do setor e também através de sua rede de distribuição e revenda. Além disso, oferece amplo suporte técnico a seus clientes através de sua Engenharia de Produtos e Aplicações.

Com seus componentes presentes em computadores, aparelhos de TV e som, automóveis e em diversos outros produtos, a Texas participa do dia-a-dia do

consumidor brasileiro.

Procure a Texas e você verá porque somos parte integrante do desenvolvimento da indústria eletroeletrônica brasileira. Com muita qualidade e seriedade.

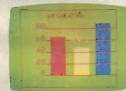
TEXAS
INSTRUMENTOS
Ajudando a resolver
os problemas do homem.

ESCritÓRIO DE VENDAS - R. Pires Lima, 524 - 7º andar - CEP 05424 - São Paulo - SP - Tel.: (011) 815-6166 - Telex: 1132498 - TEXI BR.
DISTRIBUIDORES AUTORIZADOS: ALFATRONIC - Av. Rebouças, 1498 - 05402 - São Paulo - SP - Tel.: (011) 852-8277 - Telex: 1124117 • INTERTEK - R. Miguel Camargo, 200 - 02714 - São Paulo - SP - Tel.: (011) 266-2922 - Telex: 1131280 • L. F. - Av. Ipiranga, 1100 - 8º - 01340 - São Paulo - SP - Tel.: (011) 225-9644 - Telex: 1131056 • TELMPORT - R. Santa Virginia, 402 - 9º - 01207 - São Paulo - SP - Tel.: (011) 222-2122/221-9944 - Telex: 1124888 • TITRONIX - R. Dr. Eurico Rangel, 40 - 04602 - São Paulo - SP - Tel.: (011) 543-4766 - Telex: 1131889 • **REVENDEDORES:** C.B.G. LIMA (085) 226-6800 - Fortaleza (CE) • BARTO (081) 224-3699 - Recife (PE) • C.R. KAR (0512) 43-1260 - Porto Alegre (RS) • C.R. TV UNIVERSAL (0412) 23-6944 - Curitiba (PR) • ELETRO TV (031) 201-6552 - B. Horizonte (MG) • ELETRONICA SALVADOR (071) 245-7226 - Salvador (BA) • ELETRONICA SATELITE (061) 561-1258 - Taguatinga (DF) • STRAUCH (027) 222-6022 - Vitória (ES) • LIVRARIA POLIEDRO (011) 222-4297 - São Paulo (SP) • TELERADIO (011) 544-1722 - São Paulo (SP) • PANAMERICANA COMERCIAL (011) 222-1211 - São Paulo (SP) • UNIBRAS (011) 212-6228 - São Paulo (SP) • MICRO IC (011) 284-9116 - São Paulo (SP)

CP400

MICROCOMPUTADOR-COLOR

VOCÊ TEM QUE ESTAR PREPARADO PARA SE DESENVOLVER COM OS NOVOS TEMPOS QUE ESTÃO AÍ. E O CP 400 COLOR É A CHAVE DESSA EVOLUÇÃO PESSOAL E PROFISSIONAL.



POR QUÊ? PORQUE O CP 400 COLOR É UM COMPUTADOR PESSOAL DE TEMPO INTEGRAL: ÚTIL PARA A FAMÍLIA TODA, O DIA INTEIRO.

NA HORA DE SE DIVERTIR, POR EXEMPLO, É MUITO MAIS EMOCIONANTE PORQUE, ALÉM DE OFERECER JOGOS INÉDITOS, É O ÚNICO COM 2 JOYSTICKS ANALÓGICOS DE ALTA SENSIBILIDADE, QUE PERMITEM MOVIMENTAR AS IMAGENS EM TODAS AS DIREÇÕES, MESMO. NA HORA DE TRABALHAR E ESTUDAR, O CP 400 COLOR MOSTRA O SEU LADO SÉRIO: MEMÓRIA EXPANSÍVEL, PORTA PARA COMUNICAÇÃO DE DADOS, SAÍDA PARA IMPRESSORA, E UMA ÓTIMA NITIDEZ COM IMAGENS COLORIDAS.

COMO SE TUDO ISSO NÃO BASTASSE, A PROLOGICA AINDA OFERECE A GARANTIA DE QUALIDADE DE QUEM É LÍDER NA TECNOLOGIA DE COMPUTADORES, E O PREÇO MAIS ACESSÍVEL NA CATEGORIA. NUMA FRASE: SE VOCÊ NÃO QUISER CHEGAR ATRASADO AO FUTURO, COMPRE SEU CP 400 COLOR IMEDIATAMENTE.

EMOÇÃO E INTELIGÊNCIA NUM EQUIPAMENTO SÓ.

- MICROPROCESSADOR: 6809E COM



ESTRUTURA INTERNA DE 16 BITS E CLOCK DE FREQUÊNCIA DE ATÉ 1.6 MHZ.

- POSSIBILITA O USO DE ATÉ 9 CORES, E TEM UMA RESOLUÇÃO GRÁFICA SUPERIOR A 49.000 PONTOS.
- MEMÓRIA ROM: 16K BYTES PARA SISTEMA OPERACIONAL E INTERPRETADOR BASIC.
- MEMÓRIA RAM: O CP 400 COLOR ESTÁ DISPONÍVEL EM DOIS MODELOS:



- MODELO 16K: EXPANSÍVEL A 64K BYTES.
- MODELO 64K: ATÉ 64K BYTES QUANDO USADO COM DISQUETES.
- O CP 400 COLOR

DISPÕE DE CARTUCHOS DE PROGRAMAS COM 16K BYTES DE CAPACIDADE, QUE PERMITEM O CARREGAMENTO INSTANTÂNEO DE JOGOS, LINGUAGENS E APLICATIVOS COMO: BANCO DE DADOS, PLANILHAS DE CÁLCULO, EDITORES DE TEXTOS, APLICATIVOS FINANCEIROS, APLICATIVOS GRÁFICOS, ETC.

- SAÍDA SERIAL RS 232 C QUE PERMITE COMUNICAÇÃO DE DADOS. ALÉM DO QUE, ATRAVÉS DESTA

QUALQUER IMPRESSORA SERIAL OU ATÉ MESMO FORMAR UMA REDE DE TRABALHO COM OUTROS MICROS.



- PORTA PARA GRAVADOR CASSETE COM GRAVAÇÃO E LEITURA DE ALTA VELOCIDADE.
- SAÍDAS PARA TV EM CORES E MONITOR PROFESSIONAL.
- DUAS ENTRADAS PARA JOYSTICKS ANALÓGICOS QUE OFERECEM INFINITAS POSIÇÕES NA TELA, ENQUANTO OUTROS TÊM SOMENTE 8 DIREÇÕES.
- AMPLA BIBLIOTECA DE SOFTWARE JÁ DISPONÍVEL.
- ALIMENTAÇÃO: 110-220 VOLTS.

VEJA, TESTE E COMPRE SEU CP 400 COLOR NOS MAGAZINES E REVENDIDORES PROLOGICA.

TECNOLOGIA
PROLOGICA



CP

COMPUTADORES PESSOAIS

RUA PTO. DRAU, 850 - VILA SOCRORO
S. PAULO, SP - CEP 04702-0 - (011) 501-9033



QUEM TEM UM, TEM FUTURO.